Amatérské RADIO

NOSITEL VYZNAMENÁNÍ ZA BRANNOU VÝCHOVU I. A II. STUPNĚ



ŘADA PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS PRO ELEKTRONIKU A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ

ROČNÍK XXXVIII/1989 ● ● ČÍSLO 6

V TOMTO SEŠITĚ

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství NAŠE VOJSKO, s. p., Vladislavova 26, 135 66 Praha 1, tel. 26 06 51–7. Šéfredaktor ing. Jan Klabal, Redakční radu řídí ing. J. T. Hyan. Redaktor L. Kalousek, OK1FAC. Redakce Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51–7, šéfredaktor linka 354, redaktor linka 353, sekretářka linka 355. Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, pololetní předplatné 15 Kčs, Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství NAŠE VOJSKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Rozšiřuje PNS. Informace o předplatném podá a objednávky přijímá každá administrace PNS, pošta, doručovatel a předplatitelská střediska. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS – ústřední expedice a dovoz tisku Praha, administrace vývozu tisku, Kovpakova 26, 160 00 Praha 6. Tiskne NAŠE VOJSKO, s. p., závod 08, 160 05 Praha 6, Vlastina ulice č. 889/23.

Za původnost a správnost příspěvku odpovídá autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy po 14. hodině. Číslo indexu 46 044.

Toto číslo má vyjít podle plánu 7. 12. 1989.

Vážení čtenáři,

tímto číslem AR řady B, pro konstruktéry, se končí letošní ročník. Pro příští rok připravujeme jako první číslo konstrukci přijímače družicové televize s nezbytným teoretickým úvodem, neboť jde o problematiku, která ještě nebyla na stránkách AR podrobněji probírána. Výsledkem teoretických zdůvodnění je pak konkrétní obvod, který byl realizován a jehož parametry byly ověřeny jak měřením, tak při praktickém příjmu. Přijímač byl podle podkladů, které budou uveřejněny, ověřen redakcí (tj. postaven, změřen a vyzkoušen v praxi, navíc byl v praxi srovnáván s profesionálními přijímači s velmi dobrými výsledky).

Z dalších námětů, které by měly být obsahem zbývajících pěti čísel AR řady B, jsou uzavřeny smlouvy na

— pokračování základů číslicové a mikropočítačové techniky,

— pokračování seriálu Integrované obvody zemí RVHP (moderní operační zesilovače),

— Zajímavá a praktická zapojení (s přehledem zapojení hledačů kovových předmětů apod.),

— Postavte si „písíčko" (autor ing. E. Smutný),

— Dílna elektronika (nejrůznější konstrukce k domácímu využití) a konečně

— Pracujeme s osciloskopem (pracovní název).

V jakém pořadí jednotlivé tituly vyjdou, bude záviset na tom, jak jednotliví autoři dodrží smluvní termíny dodání rukopisů, popř. dodají-li vůbec rukopisy.

Protože nás žádáte (vzhledem k nedostatečnému počtu výtisků AR) ve svých dopisech i o sdělení termínů vyjití jednotlivých čísel, zde je jejich přehled:

číslo 1/1990 — 15. 2.,
číslo 2/1990 — 12. 4.,
číslo 3/1990 — 7. 6.,
číslo 4/1990 — 2. 8.,
číslo 5/1990 — 11. 10.,
číslo 6/1990 — 6. 12.

Upozorňujeme pouze, že i když byl v posledních letech harmonogram výroby časopisu tiskárnou celkem dodržován (až na výjimky), je možný (vzhledem k celkovému stavu našeho polygrafického průmyslu, který je dosti neutěšený) až týdenní (doufejme, že nikoli delší) skluz ve výrobě a tedy i v tom, kdy se časopis dostane na stánky PNS.

A když jsme se již dostali k PNS — jedna nepříjemná zpráva: časopis bude od začátku příštího roku dražší o 1 Kčs, bude tedy stát 6 Kčs. Jen malou útěchou jistě může být, že zdražení je minimální (vzhledem k cenám většiny ostatních časopisů, které budou až o 100 % vyšší). Cenu časopisu redakce bohužel nijak ovlivnit nemůže, může se však pokusit vyvážit zdražení časopisu lepší jakostí obsahu a zpracování — to bude i naše cesta. V této souvislosti proto žádáme čtenáře o bližší kontakt, aby časopis lépe plnil svoje poslání a lépe vyhověl požadavkům co nejširší čtenářské obce. Byli bychom proto rádi, kdybyste nám psali do redakce častěji o tom, co se vám líbí či nelíbí, jaká témata v časopise postrádáte, jak se díváte na grafickou stránku časopisu (vyhovuje-li obsahu či nikoli) — prostě jakékoli postřehy a náměty, které by splnily či pomáhaly splnit cíl, který jsme si předsevzali — zlepšit jakost časopisu po všech stránkách. Upozorňujeme pouze, že jedno je dané (alespoň prozatím) — druh tisku (ofset) a druh papíru.

A konečně — vzhledem k tomu, že zatím stále není na obzoru časopis pro číslicovou a výpočetní techniku a že prvotní zájem o výpočetní techniku poněkud pominul (stačí pohled do inzertní části časopisů, a nejen našich), zajímal by nás váš názor na tuto oblast techniky — na co se zaměřit, co opomíjet, čemu dávat přednost (hardware, software) apod., na jaké úrovni by měly být materiály z této oblasti elektroniky (pro začátečníky, pokročilé, . . .), kolik čísel ročně by mělo být věnováno „klasické" radiotechnice či elektronice a kolik číslicové a výpočetní technice. Nezapomínejte, prosíme, při svých návrzích na to, že AR je svým určením časopis pro ty, kteří mají elektrotechniku a elektroniku jako koníčka, tj. kteří pěstují tuto techniku jako zájmovou činnost — i když je dnes, v současné době, třeba brát zřetel na to, že vysokoškolák se specializací pro např. výpočetní techniku musí být sice profesionál ve výpočetní technice, ale asi bude „amatér" např. ve vysokofrekvenční technice či jiných, pro něj odlehlých oborech elektrotechniky a elektroniky. A dále nezapomínejte ani na to, že by AR mělo stejně sloužit zájemcům z řad mládeže, jako těm dříve narozeným.

Ještě bychom chtěli upozornit na jednu věc: máte-li sami zájem stát se autory některého z čísel AR řady B, nabídněte nám téma, které byste chtěli zpracovat. My vaši nabídku (spolu s redakční radou časopisu) posoudíme a do jednoho měsíce vám sdělíme výsledek. Pro lepší představu — rukopis pro jedno číslo AR řady B musí mít asi 110 stránek normalizovaného textu (30 řádků po 60 úhozech na straně formátu A4) + asi 100 až 110 obrázků (obrázky stačí kreslit tužkou, od ruky). Bližší podrobnosti vám rádi sdělíme při podpisu smlouvy. Doba na zpracování rukopisu je věcí dohody (obvykle 6 měsíců až jeden rok). Honorář se řídí platnými předpisy (tj. až 1400 Kčs za tzv. jeden autorský arch, AA, 1 AA = 20 normalizovaných stránek strojem či 50 středně velkých obrázků; jedno číslo AR řady B obsahuje tedy zhruba asi 7 až 8 AA).

TELEVIZNÍ SOUSTAVY

Ing. Jiří Nedvěd

Pokroky v elektronice a progresívní výrobní technologie umožnily značně zdokonalit televizní techniku. Zavedení digitální techniky do zpracování signálu, zejména využití pamětí s kapacitou pro zdigitalizovaný signál televizního řádku až snímku umožňuje plně využít toho, co současné televizní soustavy mohou poskytnout, ať již jde o kvalitu obrazu nebo zvuku. Stal se proto aktuální vývoj nové soustavy, která by posunula možnosti rozlišení a kvalitu obrazu na úroveň filmu 35 mm.

Vzhledem k tomu, že TV spotřební elektronika tvoří významnou část trhu, je pochopitelný zájem průmyslových společností na vývoji progresívní TV techniky, která bý jim zajistila výhodný odbyt výrobků a boj o ovládnutí trhů se promítá i do procesu volby nových soustav. Na jedné straně je zřejmá účelnost zavedení jednotné světové soustavy, na druhé straně však žádná soustava nemůže splnit specifické požadavky, vyplývající z postupného přechodu ze všech stávajících soustav. Zopakujme si stručně vývoj a základní principy současných soustav.

Vývoj a přehled televizních norem

Přibližně před 35 lety začalo v ČSSR televizní vysílání. V té době bylo již zavedeno v řadě zemí, a to často v různých normách, které však vycházely ze společných principů: rozklad obrazu na řádky a postupné zobrazení lichých a sudých řádků ve dvou následujících snímcích, aby se vyhovělo požadavkům vyplývajícím z fyziologie vidění a nebylo zapotřebí extrémně širokého pásma.

K ostrému vnímání obrazu je třeba přenášet jednotlivé snímky s kmitočtem vyšším než 12 Hz. Aby obraz neblikal, je třeba opakovací kmitočet vyšší než 50 Hz. Z technických hledisek bylo výhodné synchronizovat obraz kmitočtem elektrické sítě, aby zvlnění napájecího napětí obvodů televizního přijímače (či magnetické pole síťového transformátoru) nezpůsobovalo pohyblivé deformace obrazu, které jsou nápadnější než statické. Ve světě se používaly a používají dva kmitočty snímkového rozkladu, 60 a 50 Hz, podle zavedeného síťového kmitočtu. V normách se síťovým kmitočtem 60 Hz (mimo normy proponované pro televizi s velkou rozlišovací schopností) se obraz skládá z 525 řádků a v normách se síťovým kmitočtem 50 Hz 625 řádků. Vysílání se 405 a 819 řádky, zavedené v některých evropských zemích, bylo postupně zrušeno.

Další rozdíly mezi normami jsou dány šířkou pásma vyhrazenou pro přenos obrazu, což také vede k rozdílným kmitočtům nosné vlny zvuku. Mimo to existují rozdíly ve způsobu modulace obrazu i zvuku (Francie – viz tab. 1.). Podle většiny norem se zvuk přenáší kmitočtově modulovanou nosnou vlnou zvuku, ale norma L užívaná ve Francii používá amplitudovou modulaci.

Po druhé světové válce se začalo intenzívně pracovat na zavedení barevné televize. Problém ovšem představovalo již zavedené černobílé vysílání, které je nutno respektovat v návrhu systému barevné televize, protože v přechodném období bylo nutné využívat stávající „černobílá“ zařízení, a to především přijímače. Systém, který splňoval požadavek slučitelnosti s normou pro černobílé vysílání, byl vypracován v USA v r. 1948. Nese označení **NTSC** podle komise – National Television System Commité – která systém zavedla.

Soustava NTSC je velmi propracovaná, což jí zajistilo velmi dlouhou dobu života i možnosti dalšího zdokonalení. Vycházeli z ní i tvůrci soustav zavedených později, především v Evropě. Využívá řady vědeckých poznatků barevného vidění. Vychází z poznatku, že vjemu světel prakticky všech

Tab. 1. Normy černobílé televize

Norma	B/G CCIR	D/K OIRT	H Belgie	I V. Británie	K1 Franc. území	L Francie	M FCC	N Již. Amerika
Kmitočtové oblasti	VHF UHF	VHF UHF	UHF	VHF UHF	VHF UHF	VHF UHF	VHF UHF	VHF UHF
Počet řádků obrazu	625	625	625	625	625	625	525	525
Snímkový kmitočet [Hz]	50	50	50	50	50	50	60	50
Řádkový kmitočet [Hz]	15625	15625	15625	15625	15625	15625	15750	15625
Trvání řádkového synchr. impulsu [μs]	4,7	4,7	4,7	4,7	4,7	4,7	5 (4,7)1)	5
Trvání řádkového zatemňovacího impulsu [μs]	12	12	12	12	12	12	10,8 (11)1)	10,9
Předstih řádkového zatemňovacího impulsu [μs]	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,9 (1,75)1)	1,9
Trvání snímkového zatemňovacího impulsu [řádků]	25	25	25	25	25	25	19 ... 21	19 ... 25
Šířka pásma obrazového signálu [MHz]	5	6	5	5,5	6	6	4,2	4,2
Šířka vf kanálu [MHz]	7(B)8(G)	8	8	8	8	8	6	6
Odstup nosné vlny zvuku [MHz]	+5,5 +5,74 4)	+6,5	+5,5	+6	+6,5	±6,5	+4,5	+4,5
Šířka omezeného postranního pásma [MHz]	0,75	0,75	1,25+	1,25	1,25	1,25	0,75	0,75
Vzdálenost nosné vlny od kraje kanálu [MHz]	+1,25	+1,25	+1,25	+1,25	+1,25	+1,25	+1,25	+1,25
Vf – úroveň synchr. impulsu [%]	100	100	100	100	100	6	100	100
Vf – úroveň bílé [%]	10	12,5	10	20	10	100 (110)1)	10	10
Vf – úroveň zatemňovacích impulsů [%]	73	75	75	76	75	30	75	75
Způsob modulace obrazu	C3F neg.	C3F neg.	C3F neg.	C3F neg.	C3F neg.	C3F pos.	C3F neg.	C3F neg.
Způsob modulace zvuku	F3E F3EH4)	F3E	F3E	F3E	F3E	A3E	F3E	F3E
Zdvih kmitočtu [kHz]	±50	±50	±50	±50	±50	–	±25	±25
Preemfáze [μs]	50	50	50	50	50	–	75	75
Poměr výkonu nosné vlny obrazu a zvuku	10:1 ... 20:1 2) 20:1:0,2 4)	10:1 ... 5:1	5:1 ... 10:1	5:1	10:1	10:1	10:1 ... 5:1 3)	10:1 ... 5:1

1) Při přenosu NTSC nebo SECAM
2) zavedeno v NSR
3) v Japonsku 6,7:1 a 2,9:1
4) při dvoukanálovém zvukovém přenosu v NSR

barev lze dosáhnout mísením tří monochromatických světel ze spektrálních oblastí červené, zelené a modré barvy. Dále vychází z poznatku, že rozlišovací schopnost zraku pro barvu objektů je menší než pro rozlišení jejich jasu, což umožňuje rozlišit drobné detaily jen jasem a redukovat tak šířku pásma nutnou pro přenos barevných detailů. V soustavě NTSC se využívá též poznatku, že rozlišovací schopnost zraku není pro všechny barvy stejná. Při zmenšování rozměrů barevného objektu nastane situace, kdy stačí vytvářet barvu pouze mísením světel oranžové a modrozelené barvy. (To má význam pro přenos, neboť vhodnou volbou tří složek barevného TV signálu lze postupně redukovat šířku přenosového pásma, takže složky pro přenos barev mají šířku pásma rozdílnou podle toho, ve kterých barvách zajišťují rozlišení. Pochopitelně displej – barevná obrazovka – používá definované tři základní barvy.)

Z požadavku slučitelnosti vyplynulo vytvoření složky signálu, přenášející informaci o jasu, která odpovídá signálu černobílé televize a také se stejným způsobem přenáší. Jednotlivé barevné složky přispívají do jasového signálu tou měrou, jakým relativním jasem jsou příslušné barvy vnímány. Např. modrá barva je vnímána jako tmavší než červená a ta zase jako tmavší než zelená. Žlutá, která bude ještě jasnější, má příspěvek jak od zelené, tak červené složky. Tak odpovídá podání barev odstupnění šedé při černobílém přenosu (princip konstantního jasu).

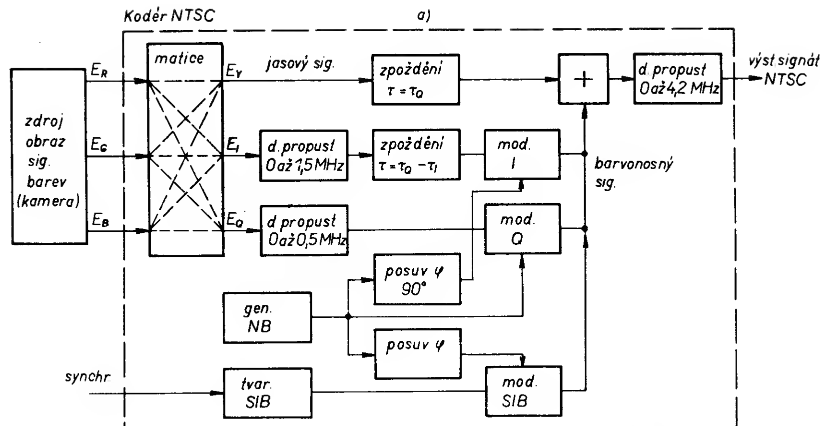
K přenosu informace o barvě se s výhodou používají rozdíly barevných složek signálu od signálu jasu – rozdílové signály barev. Vzhledem k tomu, že neobsahují jasovou složku, je možné vytvořit další rozdílový signál barev ze dvou ostatních (maticováním, tj. sčítáním signálů v určitých poměrech). Potom stačí přenášet jen dva rozdílové signály. Ty nakonec nemusí odpovídat ani základním barvám. V soustavě NTSC se používají rozdílové signály označené I a Q, které se vytvářejí – maticují – z původních rozdílových signálů červené a modré složky proti jasovému signálu: (E_R – E_Y) a (E_B – E_Y) a v přijímači se opět maticováním z těchto dvou rozdílových signálů I a Q vytvoří rozdílové signály červené, zelené a modré barvy, které po sečtení se signálem jasu dají odpovídající signály barevných složek.

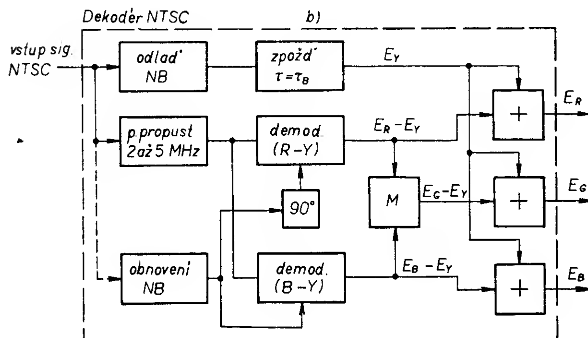
Šířka pásma používaná pro přenos rozdílových signálů je podstatně menší než pro jasový signál v souladu s rozlišovací schopností zraku. V soustavě NTSC je pak větší pro signál I, který odpovídá rozlišení mezi oranžovou a modrozelenou barvou (výsledná barva, pokud se přenáší jen signál I, vzniká mísením oranžové a modrozelené), než pro signál Q.

Rozdílové signály I a Q modulují amplitudově nosné vlny barev, které mají stejný kmitočet, ale jsou navzájem fázově posunuty o 90°. Postranní pásma modulovaných nosných vln barev se pak vkládají do spektra jasového signálu. Nosná vlna se nepřenáší. Její kmitočet se volí tak, že spektrum modulované nosné vlny barev je v horní polovině spektra jasového signálu. Přitom se signál I přenáší již s částečně potlačeným horním postranním pásmem. Aby přidaná informace o barvách rušila jasový signál co nejméně, je kmitočet nosné vlny barev lichým násobkem polovičního řádkového kmitočtu. Pak jsou energetická maxima spektra barev na kmitočtech, na nichž jsou energetická minima spektra jasového signálu, tj. právě uprostřed mezi maximy. Kmitočtový odstup maxim nebo minim odpovídá řádkovému kmitočtu vzhledem k tomu, že obsah řádků jdoucích po sobě se většinou málo liší. (Průběh napětí během řádku má velkou periodickou složku, opakující se po řádcích.) To také umožňuje vzájemně oddělit spektra jasového signálu a barvonosné složky použitím vertikální filtrace. (Vyžaduje zpoždění signálu přibližně o jednu řádkovou periodu – tj. použití řádkové paměti. V poslední době se začíná taková filtrace používat i v luxusních přijímačích pro domácnost.)

V přijímači se pro rozdílové signály barev používá synchronní demodulace, která umožňuje oddělit oba signály. Synchronní demodulace vyžaduje referenční nosnou vlnu barvy ve správné fázi. K jejímu „restaurování" se přenáší v zatemněném intervalu řádku vzorek nosné vlny barev, která má fázový posuv 180° proti nosné vlně signálu (E_E – E_Y), tvořený 7 až 9 cykly: synchronizační impuls barev („burst").

Princip kódování v soustavě NTSC je naznačen na obr. 1.



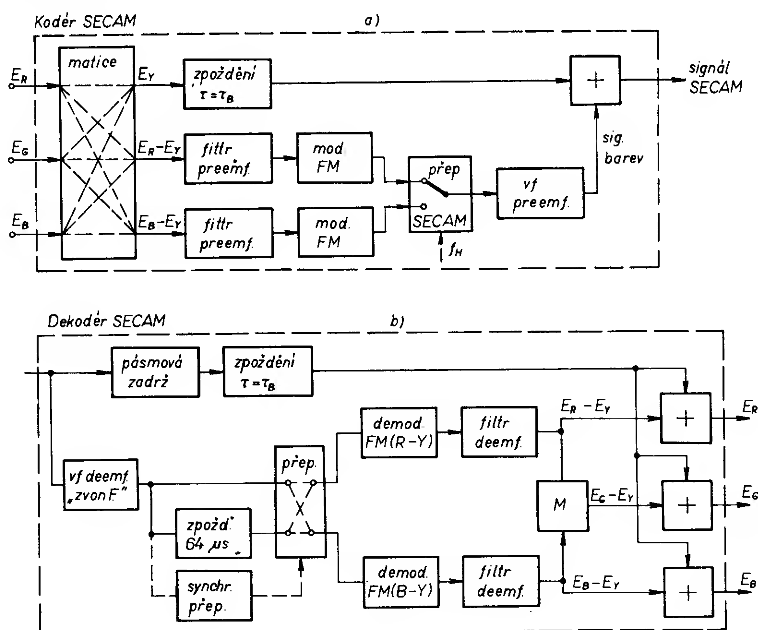


Obr. 1b. Dekódování v soustavě NTSC

Obr. 1a. Kódování signálu NTSC

Soustava NTSC má velké nároky na přenosové cesty signálu. Lineární a nelineární zkreslení signálu působí změnu barvy dříve, než se podstatně zhorší jasový signál. To při méně dokonalém zařízení v době zavedení soustavy vyvolalo určitou kritiku a podnítilo další práce na soustavách barevné televize hlavně v Evropě. V r. 1957 byla tak uvedena ve Francii soustava **SECAM** (Séquentielle à memoire), tab. 2.

Soustava vychází z principu konstantního jasu a barvy přenáší rozdílovými signály – pro zjednodušení však oba se stejnou šířkou pásma s barvami červené a modré (obr. 2). Přenáší je střídavě po řádcích, takže vždy jeden rozdílový signál barvy chybí a na přijímací straně se nahrazuje signálem z předchozího řádku. Dekodér v přijímači musí obsahovat paměť pro jeden řádek.



Obr. 2a. Kódování v soustavě SECAM

Obr. 2b. Dekodér SECAM

Tab. 2. Soustavy barevné televize

Soustava:	NTSC	PAL				SECAM		
Norma:	M	B, G, H	I	M	N	B, G, H	D, K, K1	L
Jasový signál		$E'_Y = 0{,}3E'_R + 0{,}59\,E'_G + 0{,}114\,E'_B$						
Rozdílové signály barev	$E'_I = -0{,}27\,(E'_B - E'_Y) + 0{,}74\,(E'_R - E'_Y)$ $E_Q = 0{,}41\,(E'_B - E_Y) + 0{,}48\,(E'_R - E_Y)$	$E'_Y = {,}493\,(E'_B - E'_Y)$ $E_V = 0{,}877\,(E'_R - E_Y)$				$D'_R = -1{,}9\,(E'_R - E'_Y)$ $D'_B = 1{,}5\,(E'_B - E'_Y)$		
Korekce rozdílových signálů barev	–	–				$A = \left\lvert \frac{1 + j\,\frac{f_R}{85}}{1 + j\,\frac{f_B}{255}} \right\rvert$ (f v kHz) $D'^*_R = A\,.\,D'_R,\ D'^*_B = A\,.\,D'_B$		
Úplný barevný signál	$E_M = E'_Y + E'_I\,(\cos\omega_B t + 33°)$ $E'_Q\,(\sin\omega_B t \pm 33°)$	$E_M = E'_Y + E'_U \sin\omega_B t + E'_V \cos\omega_B t$				$E_M = E_Y + G\cos 2\pi\,(f_0R + D' + R\triangle f_{oR})t$ $E'_Y + G\cos 2\pi\,(f_{oB} + D' + B\triangle f_{oB})t$ G = funkce f_0 a $f_{R,B}$; viz ampl. nosné vlny barev		
Způsob modulace	kvadraturní amplitudová modulace s potlačenou nosnou vlnou					kmitočtová modulace		
Řádkový kmitočet f_H	15 734,264 ± 0,05 Hz	15 625 ± 0,016 Hz		15 734,264 ± 0,05 Hz	15 625 ± 0,016 Hz	15 625 ± 0,16 Hz		
Snímkový kmitočet	59,94 Hz	50 Hz		59,94 Hz	50 Hz	50 Hz		
Kmitočet nosné vlny barev	3 579 545 ± 10 Hz	4 433 618,75 ± 5 Hz	4 433 618,75 ± 1 Hz	3 575 611,49 ± 10 Hz	3 582 056,25 ± 5 Hz	f_{oR} = 4 406 250 ± 2000 Hz f_{oB} = 4 250 000 ± 2000 Hz (f_0 = 4286 ± 20 kHz)		
Vztah mezi f_H a f_B	$f_B = \frac{455}{2} f_H$	$f_B = (\frac{1135}{4}) + (\frac{1}{625})\,f_H$		$f_B = \frac{909}{4}\,f_H$	$f_B = (\frac{917}{4}\ \frac{1}{625})\,f_H$	$f_{or} = 282\,f_H,\ f_{oB} = 272 f_H$		
Šířka pásma/zdvih rozdílových signálů barev	f_B + 620/ –1300 kHz	f_B + 570/ –1300 kHz	f_B + 1066/ – 1300 kHz	f_B + 600/ –1300 kHz	f + 620/ –1300 kHz	$\triangle f_{oR}$ = 280 + 70/ –226 kHz, $\triangle f_{oB}$ = 230 + 276/–120 kHz		
Amplituda nosné vlny barev	$\sqrt{(E'_I)^2 + (E'_Q)^2}$	$\sqrt{(E'_U)^2 + (E'_V)^2}$				$M_0 \left\lvert \frac{1 + j.16\,F}{1 + j.\,1{,}26\,F} \right\rvert$; M_0 = 11,5 % signálu OZ; $F = (f_{R,B}/f_0) - (f_0/f_{R,B})$		
Trvání synchr. impulsu barev	min. 8 kmitů	10 (±1) kmitů		9 (±1) kmitů		–		
Fáze synchr. impulsu barev	180°, vztaženo k $E'_B - E'_Y$	+ 135° pro liché řádky v 1. a 2. snímku – 135° pro suché řádky v 1. a 2. snímku + 135° pro sudé řádky v 3. a 4. snímku – 135° pro liché řádky v 3. a 4. snímku proti E'_U				–		
Identifikace	–	E'_V – složka synchr. impulsu barev				pro D'_R signál se zdvihem + 350 kHz při max. 540 mV pro D'_B signál se zdvihem – 350 kHz při max. 500 mv		

E' a D' – čárkou jsou označeny signály s korekcí γ

která se realizuje (až na nejnovější dekodéry s polovodičovou pamětí) ultrazvukovým zpožďovacím vedením. Rozdílové signály modulují kmitočtově nosné vlny barev – jejichž kmitočty se poněkud liší (v původní soustavě měla nosná vlna pro oba rozdílové signály stejný kmitočet) a modulovaná vlna se vkládá do jasové informace tak, že spektrum se nachází v horní polovině jasového signálu podobně jako u soustavy NTSC. Různými úpravami (preemfází) rozdílových signálů před a po modulaci, jakož i volbou kmitočtu nosných vln barev či přepínáním fáze se dosahuje zmenšení rušivého efektu barev v jasovém signálu. Přesto u této soustavy nejvíce vzájemně pronikají signály, což se rušivě projevuje v obraze.

Jinou cestou šel tvůrce další zavedené soustavy, **PAL,** která vznikla v NSR v r. 1961. Tato soustava opět používá kvadraturní amplitudovou modulaci nosné vlny barev jako soustava NTSC, ale s rozdílovými signály červené a modré složky od signálu jasu, se stejně širokým pásmem: ($E_R - E_Y$) je označován V a ($E_B - E_Y$) je označován U. Podstatný rozdíl proti soustavě NTSC je ten, že fáze nosné vlny barev pro signál V se střídá se změnou o 180° po řádcích (což je totéž, jako by se střídavě měnila polarita signálu V: ±V). To umožňuje oddělit oba rozdílové signály vertikální filtrací (spektra signálů U a V jsou proložena podobně jako spektrum jasového signálu a rozdílových signálů v soustavě NTSC, tj. energetická maxima signálu U se střídají pravidelně s energetickými maximy signály ±V) a odstranit tak barevné posuvy způsobené zkreslením diferenciálních fází (závislost fázového posuvu na úrovni signálu jasu), vznikajícím v přenosových cestách. V přijímačích se používá filtrační obvod s pamětí tvořenou ultrazvukovým zpožďovacím vedením se zpožděním přibližně o 1 řádkovou periodu. Tím se oba rozdílové signály oddělí ještě před synchronní demodulací.

Aby se dosáhlo prolínání spektra modulované nosné vlny barev a jasového signálu, musí být kmitočet nosné vlny barev posunut proti násobku řádkového kmitočtu o jeho 1/4, neboť střídáním fáze se vytvořila dvojnásobná četnost energetických maxim barvonosného signálu, než jakou má signál jasový.

Precizní oddělení jasového signálu od barvonosného je proto v soustavě PAL obtížnější než v soustavě NTSC. Nosná vlna barev se v soustavě PAL synchronizuje opět synchronizačními impulsy barev. Jejich fáze se pak střídavě po řádcích liší o ±135° od fáze nosné vlny signálu U. Umožňuje to synchronizaci přepínače fáze nosné vlny pro demodulaci signálu V. Princip modulace a demodulace je naznačen v obr. 3.

Černobílý televizní přenos tak postupně nahradil přenos barevný. Postupně se zdokonalil i zvukový doprovod – zavádí se stereofonní přenos zvuku. V normách B a G se vložil další zvukový kanál, jehož nosná vlna má vyšší kmitočet než nosná vlna obrazu o 5,7421875 kHz (tedy o 0,2421875 MHz vyšší než základní nosná vlna zvuku). Způsob modulace je stejný jako v prvním kanálu. Při stereofonním přenosu se v druhém přenosovém kanálu přenáší pravý kanál, zatímco v prvním přenosovém kanálu se přenáší průměr kanálu levého a pravého.

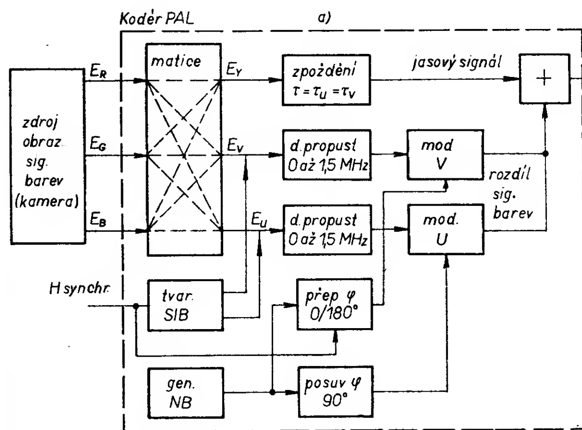
Způsob přenosu se identifikuje podle řídicí nosné vlny 54,6875 kHz, přenášené s ostatními informacemi ve druhém kanálu, která se při přenosu stereofonního signálu amplitudově moduluje s hloubkou 50 % kmitočtem 117,5 Hz a 274,1 Hz v případě dvoukanálového vysílání (používá se např. při dvoujazyčném doprovodu, kdy je pak možno volit jednu z variant).

Podobný způsob přenosu je proponován v ČSSR. Kmitočet nosné vlny druhého zvukového kanálu má být o 0,2421875 MHz nižší než u prvního kanálu.

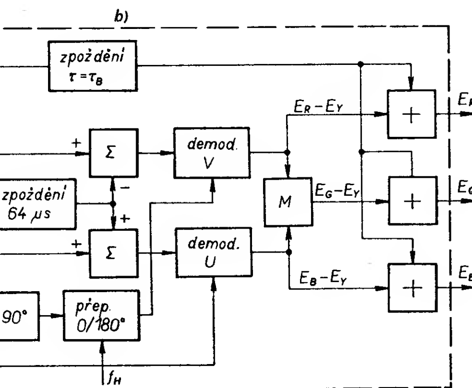
Další rozšíření informací přenášených v televizním kanálu přineslo zavedení teletextu. Data v signálu teletextu se přenášejí v taktovacím kmitočtu 6,9375 MHz (což je 444násobek řádkového kmitočtu) ve 45 slovech po 8 bitech v některých volných řádcích zatemněného snímkového intervalu.

Přenosové soustavy barevné televize v systému MAC [4, 5, 6]

Všechny uvedené přenosové soustavy barevné televize mají společný nedostatek, tj. vzájemně se ruší jasový signál a rozdílové signály barev, což vytváří v obrazu rušivé struktury. K tomu přistupuje to, že tyto soustavy jsou méně vhodné pro vysílání z družic. K vysílání z družic v pásmu centimetrových vln se z energetických důvodů používá kmitočtová modulace. Šum v blízkosti vyšších modulačních kmitočtů lze zmenšit použitím preemfáze. V takovém případě však představuje problém velká energie v oblasti signálů vyšších modulačních kmi-



Obr. 3a. Kodér PAL



Obr. 3b. Dekodér PAL

točtů, kterou tam vnáší modulovaná nosná vlna barev. Proto byly zavedeny pro družicové vysílání soustavy, které používají místo kmitočtového časový multiplex pro přenos složek signálu – MAC (Multiplexed Analogue Component). Během TV řádku jsou postupně přenášeny časově komprimované složky signálu.

Časově se jasový signál a rozdílové signály barev komprimují tak, že se tyto složky signálu vzorkují a vzorky ukládají do paměti. Vzorkovací kmitočet pro jasový signál je 13,5 MHz a pro rozdílové signály barev 6,75 MHz, což odpovídá vzorkovacím kmitočtům pro digitální zpracování ve studiových zařízeních. Vzorky uložené v paměti se potom rychlejším taktem – 20,25 MHz – vysílají, čímž se doba jejich přenosu zkrátí. Tak např. jasový signál, který se snímá po dobu 52 μs v aktivní části TV řádku, se přenese během 32 μs. Pro stejnou rozlišovací schopnost bude však vyžadovat rozšíření přenosového pásma kmitočtů v obráceném poměru zkrácení, tj. 1,5krát. Pro rozdílové signály barev pak bude doba přenosu poloviční než pro jasový signál. Rozdílové signály v soustavách MAC se přenášejí střídavě po řádcích jako v soustavě SECAM.

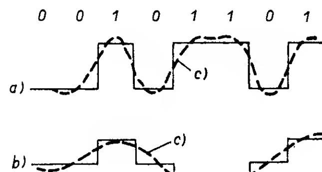
Vysílané vzorky signálu vzhledem k omezené šířce přenosového pásma vytvoří opět spojitý analogový signál, jehož změny probíhají rychleji podle poměru komprese.

Na přijímací straně se signál opět vzorkuje s kmitočtem 20,25 MHz a ukládá do paměti. Z té se pak čtou současně vzorky jasového signálu a obou rozdílových signálů zmenšenou rychlostí tak, že výsledné složky signálu mají opět původní časovou koincidenci.

Zbývající část řádkové periody je využita pro přenos synchronizačních signálů, dvou stereofonních nebo čtyř monofonních kanálů zvuku a datových signálů (včetně teletextu). Způsob přenosu těchto signálů je v jednotlivých soustavách MAC rozdílný.

Soustava C-MAC packet (zavedena pro družicové vysílání ve skandinávských zemích) přenáší digitální signál modulací nosné vlny způsobem označovaným 2–4 PSK, což je čtyřfázová modulace, při níž se fáze mění po 90°. Dochází tak k malým změnám obálky a tak se nevyžaduje při přenosu extrémní ani šířka pásma, ani linearita.

Soustava C-MAC packet vyžaduje šířku pásma 27 MHz. To není vhodné pro kabelové rozvody. Proto byl navržen systém D-MAC packet. Pro přenos digitální informace používá duobinární kódování. To spočívá v tom (viz obr. 4), že pro úroveň logické 1 se používá maximální i minimální úroveň signálu, zatím co pro logickou 0 střední úroveň. Potom při střídání log. 1 a log. 0 a znovu log. 1 přejde signál z maxima přes nulu do minima nebo opačně. To umožňuje přenášet digitální informace v kanálu s polovičí šířkou pásma, ovšem zhoršuje se odstup signál – šum.



Obr. 4. Duobinární kódování a binární kódování; a) binární, b) duobinární; c) průběh v přenášeném kanálu (pro rozlišení při duobinárním kódování stačí poloviční šířka pásma)

Pro přenos ve stávajících kabelových rozvodech je však šířka pásma 10,5 MHz stále příliš velká, proto se zavádí soustava **D2-MAC packet,** u které se zmenšuje obsah digitální informace a omezuje pásmo přenosu videosignálu. Vystačí se pak s kanálem o šířce 7 až 8 MHz. V systému D2-MAC packet má být provozováno družicové vysílání v Západní Evropě.

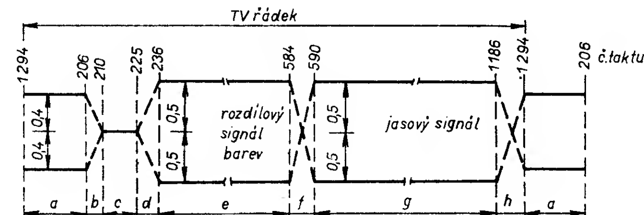
Složení signálu D2-MAC packet

Základní parametry systému

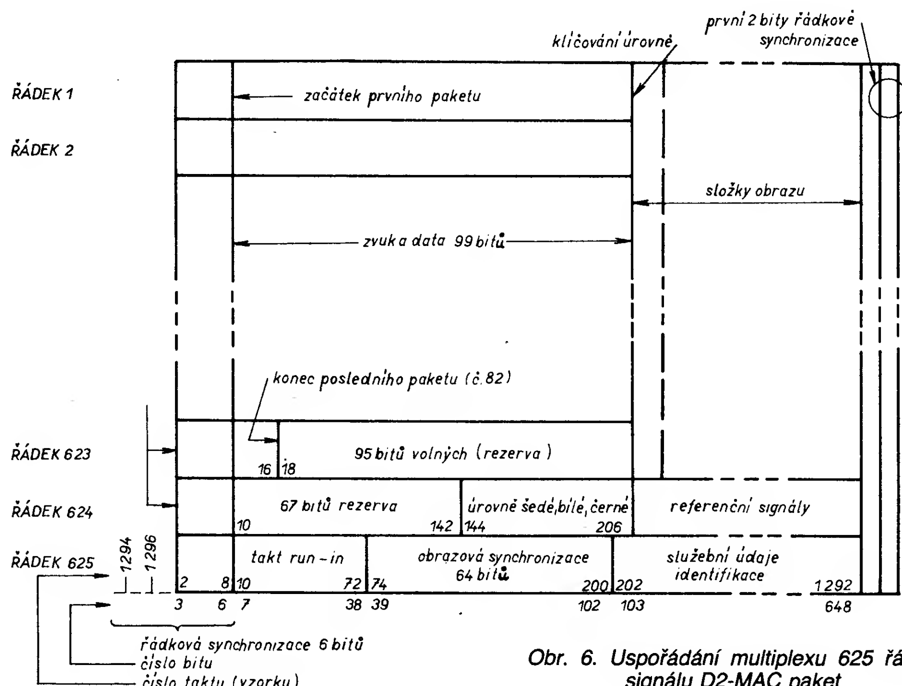
Počet řádků v obrazu:	625.
Řádky obsahující blok dat:	1 až 625.
Řádky obsahující obrazový signál:	24 až 310 a 336 až 622 (každá obsahuje signál Y, signál U liché, signál V sudé).
Prokládání:	2:1.
Poměr stran obrazu:	4:3 (případně 5,33:3).
Kompresní poměr pro signál Y:	3:2.
Kompresní poměr pro rozdílové signály:	3:1.
Kmitočet vzorkování:	20.25 MHz.
Počet vzorků na řádek:	1296,
z toho pro jasový signál:	697,
pro rozdílový signál:	349.
Bitový kmitočet dat:	10,125 Mbit/s.
Počet bitů dat v běžném řádku:	105 (6 bit hor. synchr. a 99 data),
v řádku 624:	105 + analogová reference,
v řádku 625:	648 (6 bitů horiz. synchr., 32 bitů clock run – in, 64 bitů vert. synchr. 546 bitů pro služební provoz)

Na obr. 5 je naznačena skladba (časové schéma) základního signálu televizního řádku v soustavě D2-MAC packet. Časová měřítka složek signálu si navzájem neodpovídají – jde jen o orientační obrázek. Obrazový signál je tvořen jasovým signálem a rozdílovým signálem barvy. Vyšší úroveň jasového signálu odpovídá většímu jasu. Rozkmit signálu od úrovně černé do úrovně bílé je 1 V, referenční úroveň pro zaklíčování stejnosměrné složky je 0,5 V.

Rozdílové signály barev se přenášejí střídavě po řádcích. V lichých řádcích rozdílový signál modré E'_{UM}, v suchých červené E'_{VM}. Toto střídání redukuje počet vzorků barvy ve vertikálním směru pro celou výšku obrazu na 144, což odpovídá maximálnímu rozlišení 72 Hz. Při poměru stran 4:3 to odpovídá rozlišení v horizontálním směru kmitočtu 1,85 MHz. Větší barevné rozlišení ve vertikálním směru, které může poskytovat studiový signál, by vedlo k vytvoření interferencí s řádkovou strukturou rozdílových signálů. Proto se zavádí vertikální filtrace na vysílací a přijímací straně. Aby se ušetřila kapacita paměti potřebná pro vytvoření odpovídají-



Obr. 5. Uspořádání signálu běžného TV řádku v systému D2-MAC packet; taktovací kmitočet je 20,25 MHz; a – 208 period taktu pro 105 bitů synchronizace a dat, b – 4 periody taktu pro ustálení po konci přenosu dat, c – 15 period taktu pro zaklíčování ss úrovně, d – 11 period taktu pro přechod na rozdílový signál b, e – 348 period taktu pro přenos 349 vzorků rozdílového signálu barev, g) 6 period taktu pro přechod z rozdílového signálu barev na jasový signál, h – 696 period taktu pro přenos 697 vzorků jasového signálu, i – 8 period taktu pro přechod z konce jasového signálu na začátek přenosu dat (délky nejsou kresleny v měřítku)



Obr. 6. Uspořádání multiplexu 625 řádků signálu D2-MAC paket

cích signálů barvy interpolací, vysílá se rozdílový signál v řádku, předcházejícím řádek s příslušným jasovým signálem. Tak se vysílá rozdílový signál i v řádcích 23 a 335, v nichž je jasový signál na úrovni černé.

Obrazové signály korigované korekcí γ (označují se '), jsou vytvořeny podle následujících vztahů:

$E'_Y = 0{,}299\,E'_R + 0{,}587\,E'_G + 0{,}114\,E'_B$

$E'_{UM} = 0{,}733\,(E'_B - E'_Y) = 0{,}733 \cdot (0{,}701\,E'_R - 0{,}587\,E'_G - 0{,}114\,E'_B)$

$E'_{VM} = 0{,}927\,(E'_R - E'_Y) = 0{,}927\,(-0{,}299\,E'_R - 0{,}587\,E'_G - 0{,}886\,E'_B)$

Digitální informace

Každý řádek od 1 do 623 obsahuje mimo rozdílový signál barvy a jasový signál 105 bitů digitální informace, v řádku 623 zůstává posledních 95 bitů nevyužito. Řádky 624 a 625 jsou zcela zaplněny daty (viz obr. 6).

Synchronizace

Prvních 6 bitů každého řádku je vyhrazeno horizontální synchronizaci. Signál tvoří sled „001011" nebo sled jemu inverzní podle lichého nebo sudého čísla řádku, což umožňuje rozlišit rozdílové signály. K synchronizaci lze využít i signálu vertikální synchronizace v řádku 625, v němž po bitech řádkové synchronizace a 32 bitech bitové synchronizace („bit-run-in") následuje až do taktu 200 64 bitů obrazové synchronizace. Výhodou takovéto synchronizace proti synchronizaci v současně užívaných normách je, že se využije plného rozkmitu pro obrazový signál a plný rozkmit má i synchronizační hrana.

Zvukové a datové kanály

Zvuková i datová informace se přenáší v paketech. První paket následuje ihned po bitech horizontální synchronizace. 99 bitů řádků 1 až 623 se skládá do 82 paketů po 751 bitech, které obsahují buď zvukovou nebo datovou informaci. Zbývající bity řádku 623 se nepoužívají.

Aby se minimalizoval vliv násobné chyby, 751 bitů každého paketu se rozmísťuje tak, že po sobě následující bity se ukládají v intervalech (v rozestupech) 94 bitů. Potom, v případě šifrovaného přenosu, se bity kódují přičtením (modulo 2) pseudonáhodné binární sekvence. Generátor této sekvence pracuje souvisle, s hodinovým kmitočtem 10,25 MHz a je spouštěn po 625 řádkách v synchronismu s prvním datovým bitem řádku 1. Každý paket obsahuje tři části:

- 23 bitů návěští (hlavička), které tvoří 10 bitů adresy, 2 přechodové bity, 11 bitů ochranného kódu;
- 8 bitů určujících typ paketu:
  BC 1 (kód 0 7) nebo BC 2 (kód F 8) označují pakety zvuku a střídáním zajišťují přepínání dekodéru podle informačních paketů BI,
  BI 1 (kód 0 0) označuje samostatný informační paket,
  BI 2 (kód 3 F) označuje informační blok delší než 1 paket;
- 720 bitů informace (zvuk/data).

Návěští obsahuje definované adresy pro různé funkce přijímače při zpracování zvuku a dat. Je dobře zabezpečeno proti chybám Golayovým cyklickým kódem, který může opravit až 3 chyby.

Označení typu paketu (byty PT) umožňuje přijímači rozlišit pakety a zajišťuje tak přepínání funkce dekodéru. Protože jsou jen čtyři různá označení, přenos osmibitovým slovem umožňuje bezpečné rozlišení.

Zvukové kanály

V soustavě D2-MAC packet se počítá se zvukovými kanály různého druhu, které vyžadují podle své kvality různou bitovou rychlost přenosu (viz tab. 3). Používají se stereofonní kanály velké kvality (komentátorské), 16 vzorků/s. Při tom mohou používat lineární nebo kompandované kódování. Kódování může používat jednoduchou nebo vyšší ochranu proti chybám.

Jednoduchá ochrana u kompandovaného 10bitového kódování spočívá v přidání 1 bitu parity na 6 vyšších bitů (součet modulo 2 šesti nejvyšších bitů s bitem parity je nula). U lineárního 14bitového kódování se přiřazuje paritní bit 11 vyšším bitům.

Vyšší ochrana u lineárního 14bitového kódování spočívá v použití Hammingova ochranného kódu (16, 11) na 11 vyšších bitů každého vzorku.

Zvukové bloky podle druhu mají délku 120 B a 90 B:

120 B – lineárně kódované s jednoduchou ochranou a kompandované s vyšší ochranou,

90 B – lineárně kódované s vyšší ochranou a kompandované s jednoduchou ochranou.

90bytové bloky (ve skutečnosti mají délku 91 B) následují bezprostředně za typem paketu. Tři bloky 120 B se rozdělují do čtyř po sobě následujících paketů stejné adresy. V tab. 3 lze pak zjistit, kolik bitů zůstává volných při určitém obsazení zvukových kanálů. Zbývající pakety lze obsadit jinými daty.

Informační pakety BI

Pakety BI se vysílají třikrát za sekundu. Umožňují dekodéru v přijímači nastavit příslušný režim podle kódování signálů zvuku. Význam bitů v paketu BI je v tab. 4.

Informace v řádcích 624 a 625

Řádek 624 obsahuje mimo bity řádkové synchronizace referenční signály. Začínají na taktu 144 slovem „E A F 3 9 2 7 F". Od taktu 210 do 372 se přenáší reference úrovně šedé, od taktu 327 do 534 úroveň bílé a od taktu 534 do taktu 696 úroveň černé.

Řádek 625 obsahuje data synchronizace a provozní informace:

Tab. 3. Přenosové vlastnosti paketů a dat při různých přenosech zvuku

Obsah Multiplexer	Pakety/s zvuk. kanálů	Zbývající pakety/s	přenosová kapacita bity/s-brutto	bity/s -netto
A. Stereofonní kanály velké jakosti				
2 kompandované stereofonní kanály s jednoduchou ochranou	2006	44	33 044	31 680
1 lineární stereofonní kanál s vyšší ochranou	1780 7/9	269 2/9	202 185 8/9	193 840
1 lineární stereofonní kanál s jednoduchou ochranou	1336 1/3	713 2/3	535 963 2/3	513 840
1 kompandovaný sterefonní kanál s vyšší ochranou	1336 1/3	713 2/3	535 953 2/3	513 840
B. Monofonní kanály velké jakosti				
4 kompandované monofonní kanály s jednoduchou ochranou	2012	38	28 538	27 360
2 lineární monofonní kanály s vyšší ochranou	1783 7/9	266 2/9	199 932 8/9	191 680
3 lineární monofonní kanály s jednoduchou ochranou	2009	41	30 791	29 520
3 kompandované monofonní kanály s vyšší ochranou	2009	41	30 791	29 520

Tab. 4. Složení paketu BI

Byte 1:	
bit 1	paritní bit
2	„nula" zapamatování dat SDFSCR (Static Data Frame Service Configuration Reference) – užívají se při zaklíčování signálu
3	nastavený bit („1") znamená možnost nastavení dekodéru na příjem zpráv
4	identifikace zvukového bloku BC1 nebo BC2
5	
6 7	CIB (Command Information): „0 0" – přepínání hlasitostí pro hudbu a řeč, „0 1" – přenos zvuku, ostatní kombinace dosud nedefinovány
8	udání stavu odpovídá bitu 5 nastavením na „1". Je-li bit 8 „0", má zvukový signál přednost
Byte 2:	
bit 1	000 – monofonní kanál 40 Hz až 15 kHz
2	001 stereofonní kanál 40 Hz až 15 kHz
3	010 monofonní kanál 40 Hz až 7 kHz, ostatní kombinace neobsazeny
4	automatické mísení kanálů podle volby
5	zaklíčování
6	kontrola přístupu
7	lineární nebo kompandované kódování
8	ochranný bit

- 102 bitů obsahuje synchronizace (FSD). Tvoří ji 6 bitů řádkové synchronizace (LSW), 32 bitů „clock-run-in" (CRI) a 64 bitů obrazové synchronizace (FSW).
- 5 bitů je určeno pro postupný přenos údaje o datu a času (UDT) během 25 obrázků, tj. během 1 s,
- 71 bitů patří údajům stavu dekodéru – Static Data Frame (SDT),
- další bloky dat po 91 bitech tvoří řídicí a informační údaje – Time Division Multiplex Control (TDMCTL).

Podle nich se průběžně nastavuje dekodér. Mohou to být údaje o poměru stran obrazu, poměr komprese, údaje o přenášeném teletextu (normě, číslo řádku). Obsahuje i informační údaje jako název stanice, znak vysílací družice včetně její polohy, polarizace atd.

Zaklíčování (šifrované vysílání pro placenou televizi)

Řada vysílání v západních zemích je v zaklíčované formě. Soustava D2-MAC packet s touto možností rovněž počítá. Zvuk, data i obraz mohou být vysílány šifrovaně. U zvuku a dat se používá kódování pseudonáhodnou binární sekvencí, která se přičítá modulo 2 k vysílané digitální informaci. Kód se dešifruje v dekodéru stejným způsobem.

U obrazu se předpokládají dvě metody šifrování, které používají rozdělení bloků a přesun jejich částí: Při jednoduchém rozdělení je rozdělen jen blok rozdílového signálu barev a jeho druhá část se vysílá až za blokem jasového signálu. Místo přerušení lze volit libovolně. Při dvojitém střihu je přerušen i blok signálu jasu a obě druhé části, rozdílového i jasového signálu, se vysílají před příslušnými prvními částmi. I při této metodě jsou místa střihu volitelná.

Data potřebná k dešifrování se přenášejí v paketu dat. Abonent může určitým systémem („chip karty" nebo měnitelná klíčová slova) svůj přijímač naprogramovat pro správné dešifrování.

Soustavy HDTV (High Definition Televizion) [7]

Soustavy s velkou rozlišovací schopností mají zajistit přenos obrazu s rozlišovací schopností filmu šířky 35 mm. Znamená to přibližně zdvojnásobit počet řádků a odpovídajícím způsobem zlepšit rozlišení v horizontálním směru. Na těchto soustavách se ve světě intenzívně pracuje, s jejich zaváděním se však nespěchá. Jsou úvahy i o přechodu k HDTV přes soustavy označované EDTV (Extended Definition Television), které představují určitý kompromis mezi nároky HDTV a současných TV soustav. Soustavy EDTV přinášejí určité zlepšení v kvalitě obrazu i rozlišovací schopnosti. Za takovou soustavu lze považovat i soustavy C-MAC a D2-MAC. Existují také návrhy soustav, vycházející ze soustav NTSC nebo PAL, s kterými jsou kompatibilní.

Určitý náskok má Japonsko, kde se již začalo s pokusným vysíláním HDTV z olympijských her v Soulu. V Japonsku se na problému HDTV pracovalo řadu let a výsledky prací státních laboratoří NHK podporují všechny firmy. Vysílání se uskutečnilo v přenosovém systému MUSE (Multiple Sub-Nyquist Encoding). V ostatních průmyslových zemích s vyspělým elektronickým průmyslem se však vyslovují kritiky tohoto systému především ve snaze omezit expanzi a oslabit japonskou konkurenci volbou odlišného systému.

Televizní společnosti by samozřejmě uvítaly jednotný systém HDTV, alespoň pokud se týče studiového zpracování, aby byla výměna programů co nejjednodušší. V tomto směru probíhá jednání v mezinárodní organizaci CCIR, srovnávací zkoušky studiových soustav se mají realizovat v SSSR během roku.

Studiové systémy

NHK navrhla studiový systém, o kterém předpokládala, že by mohl být jednotný pro celý svět. Počet řádků volila tak, aby nezvýhodňoval žádnou normu (není dvojnásobkem ani 525 ani 625).

Parametry tohoto systému jsou:

1125 – celkový počet řádků na obraz,
60 Hz – snímkový kmitočet,
2:1 – prokládání,
30 MHz – šířka pásma vstupních obrazových signálů,
74,25 MHz – kmitočet vzorkování, 2200 vzorků/řádek:
1920 vzorků jasového signálu v aktivní části řádku,
960 vzorků rozdílového signálu barev v aktivní části řádku,
280 vzorků v zatemněné části řádku.

Moderní studia zpracovávají signál v digitální formě. Rovněž kódování v nových soustavách vychází ze zdigitalizovaného obrazového signálu a v přijímači bude rovněž nutné digitální zpracování. Proto se udává počet vzorků, na který se signál rozdělí.

Návrh NHK nechce přijmout především Západní Evropa. Eureka '95, reprezentující společný výzkum velkých západoevropských firem, předpokládá 1250 řádků, z toho 1152 aktivních pro přenos obrazu a 50 Hz snímkový kmitočet (50 Hz snímkový kmitočet z důvodů lepší slučitelnosti s filmem. Blikání se dá odstranit konverzí na 100 Hz v přijímači).

Dost těžko se dá předpokládat světové sjednocení. Snad se dosáhne takového výběru soustav, aby byla dobrá konverze navzájem. Pokud jde o formát 16:9, lze očekávat, že bude jednotný.

Přenosové soustavy HDTV i EDTV [8], [9]

Přenosové soustavy HDTV i EDTV využívají různých metod pro omezení pásma potřebného pro přenos. TV signál je silně redundantní a je tedy možné najít cesty ke zmenšení této redundance. Je možné využívat ve větší míře prolínání spekter složek signálu, než u soustav BTV NTSC nebo PAL. Či postupně přenášet detaily obrazu, takže celý obraz se přenese za dobu dvojnásobnou, než u současných soustav. Tyto způsoby přenosu vyžadují různé metody digitální filtrace signálu na vysílací i přijímací straně, případně paměť na celý obraz v přijímači.

Použití prokládaného řádkování vede k mihotání obrazu a tento „neklid" je nepříjemně vnímán zejména u statických obrazů. Proto se přechází na postupné řádkování při zobrazení, což znamená, že se každý snímek skládá z plného počtu řádků obrazu. Zmenší se tak i viditelnost řádkové struktury. Při přenosu s prokládáním 2:1 toho lze jednoduše dosáhnout tak, že se obsah každého řádku zobrazí během řádkové periody dvakrát, tj. vytvoří se dva stejné po sobě jdoucí řádky. Protože se tím druhý řádek vertikálně posune, vznikne tak určité diagonální zkreslení (zkreslení šikmých čar). Určité zlepšení v tomto směru přináší vytvoření „meziřádku" interpolací ze dvou sousedních řádků, čímž se přenos více přiblíží postupnému přenosu řádek.

Vytvořený „meziřádek" vlastně odpovídá řádku přenášenému v dalším snímku. Je tedy možné skládat obraz z postupných snímků obrazové paměti, která umožní opakovat snímky. V soustavách 50 Hz se spíše opakují snímky z paměti tak, aby výsledný snímkový kmitočet 100 Hz potlačil blikání obrazu.

Uvedeným způsobem se dosáhne zcela klidného obrazu, ale při pohybu nastávají určité defekty, protože snímek z paměti je zpožděn o snímkovou periodu. Pak je vhodné vliv pohybu kompenzovat. Je-li i snímání kamerou postupné, je možné při konvertování na prokládané řádkování odvodit signál, který v přijímači může signál při zpětné konverzi opravit.

V běžných TV přijímačích signál, ve kterém jsou ve vertikálním směru rychlé, střídavé změny, které nemohou být malým počtem řádků zachyceny, může způsobit interference obrazu s řádkovou strukturou. Pak je lepší konvertovat studiový signál na tento menší počet řádků s tím, že se při úpravě počítá s konverzí na postupné řádkování v přijímači. Tento postup je vhodný pro slučitelné soustavy HDTV, v nichž dostatečně zlepší vertikální rozlišovací schopnost. V přijímači HDTV se pak řádky vytvořené zpětnou konverzí korigují dalším přenášeným signálem.

Zmenšení redundance v přenosových soustavách

K přenosu dodatečných informací se u soustav slučitelných se soustavou NTSC využívají „mezery" ve spektru původního signálu, tj. do spektra jasového signálu a barvonosného signálu se vkládá další spektrum postranních pásem další modulované pomocné nosné vlny. Tento způsob přenosu jemných detailů jasového signálu, obsažených ve spektru 5 až 8 MHz, navrhl Dr. Fukinuki (od fy Hitachi). Podobně, jako nosná vlna barev v soustavě NTSC, se kvadraturně moduluje další pomocná nosná vlna, jejíž kmitočet se volí tak, aby spektrum „zapadlo" do mezer spektra jasového signálu a barvonosného signálu. Třírozměrnou filtrací (používá obrazovou paměť jednoho

snímku) se pak v přijímači spektra oddělují. Využívá se toho, že fáze vloženého signálu se po snímcích otáčí o 180°, což umožňuje, vytvořením součtu a rozdílu zpožděného signálu, získat zpět oddělené složky. Tento způsob vícenásobného využití pásma způsobuje však pohybové defekty a předpokládá použít obvody pro jejich kompenzaci v přijímači. Uvedeným způsobem se mohou přenášet i části obrazu pro prodloužení obrazu na stranách na formát 16:9.

Další způsob prokládání spekter signálů byl navržen v laboratořích fy Matsushita EIC. Používá kvadraturní modulaci nosné vlny obrazu (QUEM). Nosná vlna obrazu fázově posunutá o 90° se moduluje složkami signálu pro přenos jasových detailů nebo pomocného signálu pro zlepšení vertikální ostrosti při zpětné konverzi řádkování.

Uvedené způsoby přenosu signálu vyžadují předchozí třírozměrnou předfiltraci jednotlivých složek signálu ještě před jejich sloučením, aby se potlačilo překrývání spekter a tím rušivých jevů v obraze.

Předfiltrace složek signálu hřebenovou filtrací

Hřebenový filtr: Vzhledem k tomu, že průběh signálu sousedních řádků se většinou málo odlišuje, má spektrum TV signálu výrazná energetická maxima na harmonických kmitočtech řádkového kmitočtu. Obsah energie s kmitočtovou odchylkou od harmonických kmitočtů se rychle zmenšuje. To vedlo k využití mezer ve spektru pro vložení podobného spektra barvonosného signálu, které se kmitočtově posunulo do mezer kmitočtovou transformací přes modulaci nosné vlny barev, jejíž kmitočet byl vhodně volen. Např. u soustavy NTSC lichým násobkem polovičního řádkového kmitočtu, čímž se spektrální maxima barvonosné informace posunou právě do míst spektra s minimální energií jasového signálu. Filtr, jehož přenosová charakteristika bude mít podobný průběh se střídáním propustnosti s útlumem, může vybrat ten signál, jehož energetickým maximům budou odpovídat oblasti propustnosti filtru. Fáze nosné vlny barev je posunuta v následujícím řádku o 180°, proto součtem signálu jednoho řádku se signálem řádku předchozího, tj. o řádkovou periodu zpožděné, se signál barvonosné vlny vyruší a zůstane jasový signál s dvoujnásobnou amplitudou. Opačně při odečtení zpožděného signálu zůstane barvonosná vlna. (Podobný filtr se používá v dekodéru PAL k oddělení signálů U a V. Doba zpoždění se od řádkové periody poněkud liší, aby nastal kmitočtový posuv na maxima a minima spektra signálů U a V.)

Takto oddělené signály však budou mít částečně potlačeny změny mezi řádky, jelikož signály řádků vznikají interpolací dvou následujících řádků. Tedy nastává filtrace ve vertikálním směru, zhoršující poněkud rozlišení. Pochopitelně stačí takto filtrovat jen tu část spektra, ve které se přenáší barvonosná informace. Rozlišení je pak mnohem lepší proti běžným přijímačům, kde se tato část spektra jasového signálu potlačuje pásmovou zádrží nebo dolní propustí.

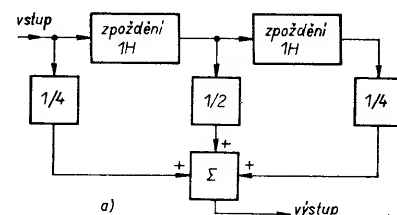
Realizace hřebenového filtru pro TV signál vyžaduje tedy zpozdit signál o jednu řádkovou periodu. Ostřejší hřebenový filtr provádí interpolaci většího počtu řádků. Uspořádání hřebenového filtru je na obr. 7a. Na obr. 7b je přenosová charakteristika takového filtru.

Podobně lze využívat toho, že fáze nosné vlny vložených signálů se posouvá o 180° po snímcích. Filtry pak provádějí interpolaci mezi snímky a používají i obrazovou paměť (filtry 3 D).

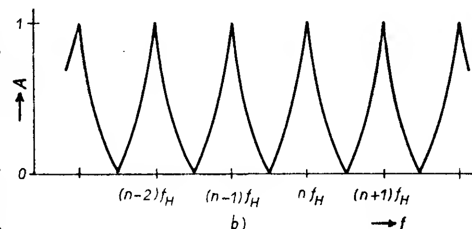
Filtrace zahrnující vzorky následující za sebou (v řádku), které odpovídají filtraci běžně známými filtry, lze označit jako filtraci v horizontálním směru. Filtrace, která zpracovává vzorky zpožděné o řádkovou periodu, se označuje jako vertikální filtrace. Pokud se doba zpoždění při tom liší ještě o vzorkovací periodu (srovnávají se vzorky ne nad sebou, ale šikmo nad sebou), označuje se filtrace jako diagonální. Pokud se použije zpoždění vzorku o snímkovou periodu (nebo o několik period), jde o časovou filtraci (temporální). Při prokládaném řádkování zpoždění o snímkovou periodu zpracovává vzorky, které z hlediska obrazu jsou v sousedních řádcích, ale je mezi nimi zpoždění snímkové periody (jde o časovou vertikální filtraci).

Představíme-li si vzorky jednotlivých snímků uspořádané v rovnoběžných novinách, dostáváme tak prostorové zobrazení (3 D), kde pak rozlišujeme směry horizontální, vertikální v rovině a mezi rovinami časový – temporální.

Samozřejmě rychlé změny mezi řádky a v obraze vůbec vedou k tomu, že určitá část energie se dostává i do předpokládaných mezer spektra a překrýváním spekter složky signálu vznikají rušivé struktury v obrazu, které lze těžko na přijímací straně odstranit. Ke zlepšení se používá hřebenová filtrace složek signálu ještě před jejich sloučením v kodéru na vysílací straně. Tím se překrývající složky spektra odstraní a zlepší obraz i třeba při aplikaci ve stávajících soustavách NTSC nebo PAL. Např. je vypracován návrh soustavy EDTV označované Q PAL, slučitelné se stávající soustavou PAL. Použitím předfiltrace 3 D (třídimenzionální, třírozměrné) složek signálu se dosáhne zlepšení na stávajících přijímačích BTV.



Obr. 7a. *Hřebenový filtr (H – řádková perioda, Σ – součtový obvod)*



Obr. 7b. *Spektrální charakteristika hřebenového filtru*

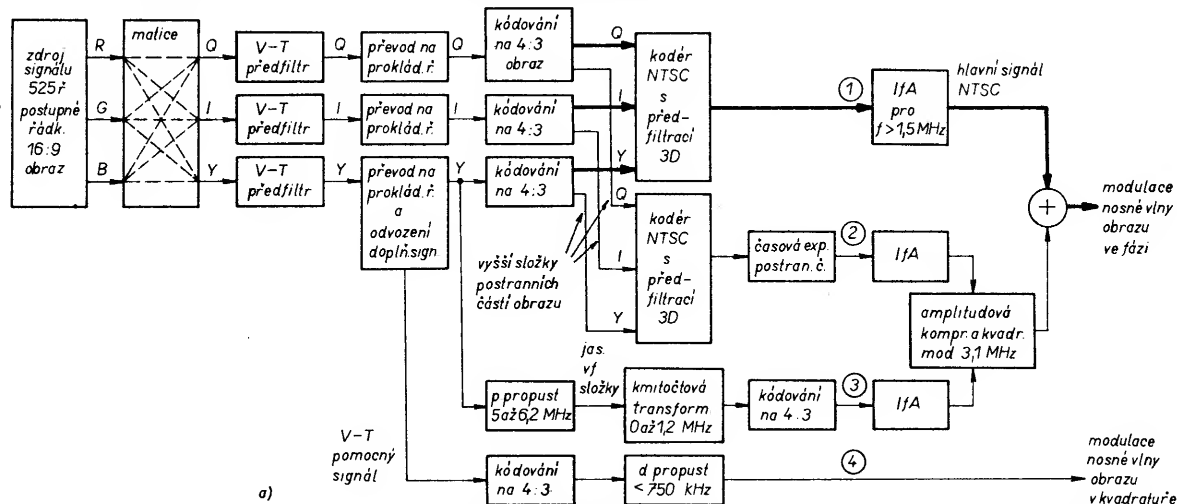
Použitím speciálního dekodéru Q PAL, ve kterém jsou filtry 3 D, se dosáhne výrazného zlepšení proti soustavě PAL, srovnatelného s přínosem soustavy D2-MAC packet [11].

U soustav s vícenásobným prokládáním spektra, vycházejících ze soustavy NTSC, se kterou jsou slučitelné a přicházejí v úvahu pro zavedení v USA, je předfiltrace 3 D složek signálu nutná. Jednou takovou soustavou, za kterou stojí americká vysílací společnost NBC, je soustava označovaná **ACTV.**

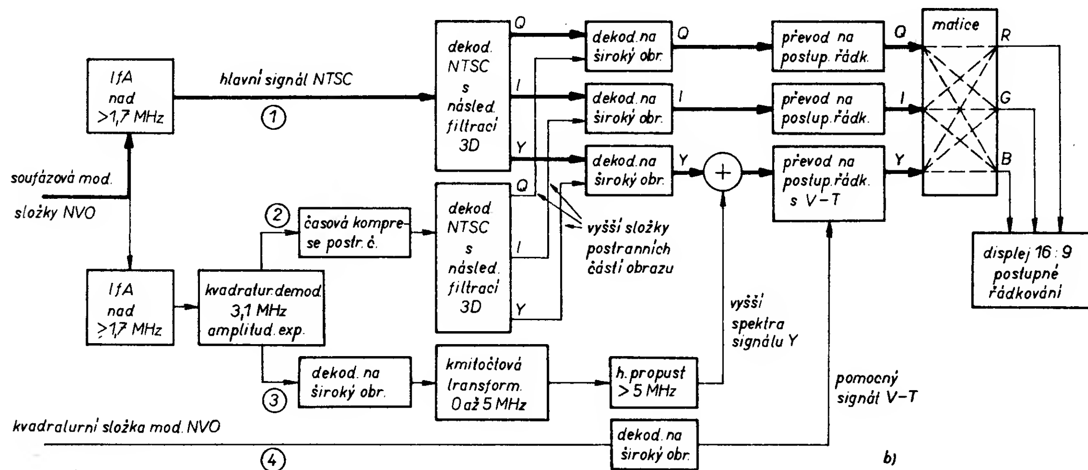
Způsob přenosu obrazu – jeho rozložení na složky, způsob zakódování složek do signálu a opětovná rekonstrukce obrazu – jsou v obr. 8a, b, c, d.

Složky – Y, I, Q – obrazu formátu 16:9 jsou předfiltrovány, převedeny na prokládané řádkování. Při této konverzi se vytváří korekční signál (složka 4), který se přenáší jako kvadraturní složka modulace nosné vlny obrazu a v přijímači slouží ke zlepšení vertikální rozlišovací schopnosti.

Spektrum jasového signálu od 5,0 až 6,2 MHz se odděluje (složka 3) a přenáší se jako jedna ze složek modulujících kvadraturně pomocnou nosnou vlnu o kmitočtu 3,1 MHz. Pak se časově komprimuje levý



Obr. 8a. *Kódování obrazových signálů v soustavě ACTV (Ifa – interframe average, způsob vertikální a časové filtrace → původní vzorky prvního a druhého snímku jsou nahrazeny průměrem obou; V-T pomocný signál obsahuje diference vzorků, proložených řádků k rekonstrukci při převodu na postupné řádkování v přijímači)*



Obr. 8b. Dekódování obrazových signálů v soustavě ACTV (IfD – interframe difference, vzorky jsou tvořeny rozdílem vzorků 1. a 2. snímků; vždy 2 snímky tvoří při prokládaném řádkování jeden celý obraz)

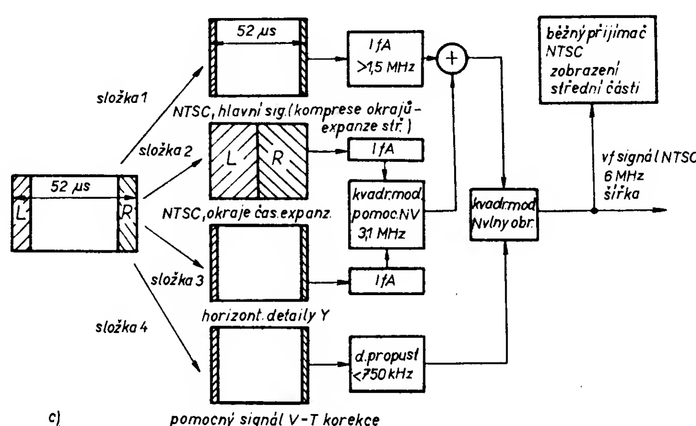
a pravý okraj obrazu a expanduje střední část, takže výsledný signál časově odpovídá přenosu obrazu ve formátu 4:3. Komprimované okraje budou na běžných televizorech za okrajem stínítka. Signály se pak kódují kodérem NTSC po předfiltraci 3 D (složka 1). Vyšší část spektra postranních částí, které byly časovou kompresí potlačeny, se kódují po předfiltraci 3 D dalším kodérem NTSC a vzniklý signál (složka 2) po časové expanzi tvoří druhý modulační signál kvadraturně modulované pomocné nosné vlny 3,1 MHz. Postranní pásma modulace jsou připojena k signálu složky 1 a vzniklý signál moduluje nosnou vlnu obrazu. Všechny složky signálu jsou filtrovány obrazovými hřebenovými filtry, aby se předešlo jejich vzájemnému pronikání.

V přijímači se složky opět oddělují a po zpracování skládají. Rekonstrukce obrazu předpokládá obrazovou paměť. Synchronní detekcí nosné vlny obrazu se oddělí složka 4, které se využívá při konverzi řádkování. Obrazovým hřebenovým filtrem, funkčním v pásmu nad 1,7 MHz, se oddělí složka postranních pásem pomocné nosné vlny. Ta se opět demoduluje kvadraturním demodulátorem, který vzájemně oddělí složky 2 a 3. Složka 2 se dekóduje dekodérem NTSC a spojuje se složkou 1 při opětovné časové expanzi a kompresi částí obrazu. K jasovému signálu se přidávají detaily nad 5 MHz a signál se konvertuje na dvojnásobný počet řádků složek výsledného rekonstruovaného obrazu.

Z uvedeného je zřejmé, že se při rekonstrukci jedná o dosti složitý proces, který se dá realizovat jedině digitálními obvody po převodu signálu do digitální formy. Na druhé straně je přenášený signál kompatibilní se zavedenou soustavou NTSC, což zajišťuje možnost příjmu současnými televizory při nepodstatném zhoršení kvality. Podobných soustav, které umožňují téměř dokonalou slučitelnost, je několik. V úvahu pro výběr v USA však připadají i méně slučitelné soustavy, vyžadující složitější adaptéry až po paralelní přijímače. Tyto soustavy využívají spíše způsobu přenosu MAC a při širším pásmu pro přenos mají větší rozlišovací schopnost. Jednou z těchto soustav je soustava MUSE, která má být použita pro pravidelné vysílání v Japonsku od r. 1990.

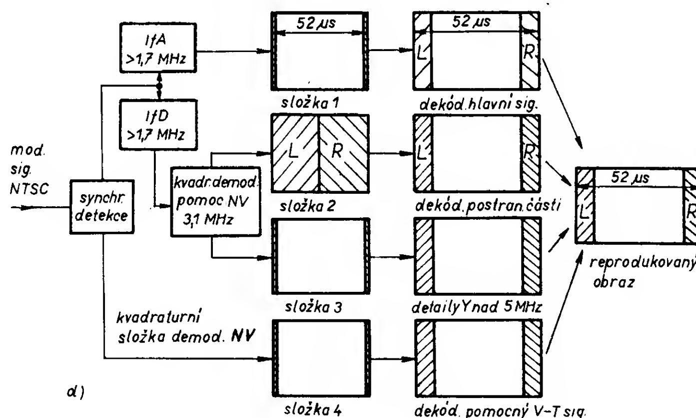
Soustava MUSE (Multiple Sub-Nyquist Sampling Encoding)

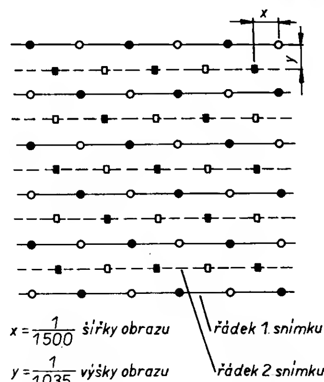
Přenosová soustava MUSE byla vyvinuta Japonskou státní institucí NHK pro družicové vysílání HDTV ve formátu 1125/60/2:1



Obr. 8c. Rozklad obrazu na složky při kódování v soustavě ACTV

Obr. 8d. Skládání obrazu v soustavě ACTV při dekódování





Obr. 9. Vzorkování obrazu v soustavě MUSE;
přenos vzorku: snímek 4n ○
snímek (4n + 1) □ snímek (4n + 3) ■
snímek (4n + 2) ●
V řádku se přenáší 373 jasových vzorků, během 4 snímků se přenese každý vzorek

(počet řádek / počet snímků / prokládání). Spektrum signálu zaujímá pásmo 8,1 MHz. Stereofonní zvukový signál se přenáší digitálně. Jasový signál a rozdílové signály barev se přenášejí ve formě MAC. (Soustava pro přímé vysílání má označení MUSE-E na rozdíl od analógické soustavy MUSE-T, určené pro přenosové trasy, která využívá pásma 16,2 MHz.)

Základní princip spočívá v přenosu jen jednoho ze čtyř ze skupiny sousedních obrazových prvků, při čemž se pozice výběru vystřídá během čtyř následujících snímků (viz obr. 9) a v interpolaci mezi snímky, využívající kompenzace pohybu.

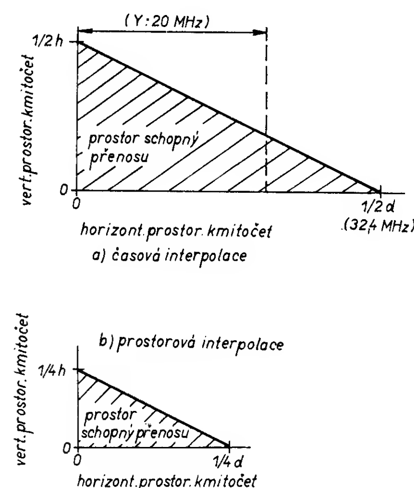
Zpracování obrazového signálu před přenosem (nikoli přenos – ten je v analogové formě) a v přijímači je digitální. Jasový signál a rozdílové signály barev jsou převedeny na

digitálně kódované vzorky s rozlišením 8 bitů. Rozdílové signály jsou přitom komprimovány s poměrem komprese 4:1 a střídají se po řádcích.

Pozn. SubNyquistovo kódování znamená, že počet vzorků neodpovídá Nyquistovu kritériu, podle kterého má být vzorkovací kmitočet vyšší než dvojnásobek nejvyššího kmitočtu přenášeného spektra. Pokud tomu tak není, nelze z těchto vzorků obnovit původní signál. Mohou pak vzniknout zdánlivé obrazy, které neodpovídají originálu – aliasing efekt.

Než je signál „podvzorkován" vybráním jednoho ze čtyř vzorků, je předfiltrován, aby se potlačil vznik optického klamu – aliasing efekt. Používají se odlišné způsoby filtrace pro statické části obrazu a části obrazu s pohybem (změnou). Podle vyhodnocení změny (pohybu) detektorem pohybu se vybírají výstupy obou filtrů po obrazových prvcích. Následné podvzorkování, tj. výběr jednoho ze čtyř vzorků, je naznačeno v obr. 9.

V přijímači se statické části obrazu obnovují časovou interpolací vzorků čtyř snímků (vzorky čtyř snímků se tak skládají a získá se zobrazení odpovídající plnému počtu vzorků). Prostorové rozlišení při přenosu statického obrazu vyjadřuje diagram na obr. 10a. Pro prostory obrazu s pohybem (změnou) se



Obr. 10. Prostor přenosuschopných prostorových signálů o kmitočtu obrazu v soustavě MUSE (grafy ukazují závislost možnosti zobrazení rychlých změn v obraze v jednom směru na rychlosti změn v druhém směru. Např. svislé pruhy na statickém obrazu se mohou opakovat s kmitočtem 32,4 MHz, tj. maximálním, protože změna vertikálního směru není žádná, tudíž vertikální kmitočet = 0)

používá pro obnovení prostorová interpolace vzorků jen z jednoho snímku, což může způsobit rozmazání a zmenšení ostrosti. Výsledné prostorové rozlišení je menší, jak uvádí diagram na obr. 10b. Toto zmenšení však není závažné vzhledem k lidskému zrakovému vnímání větších prostorově-časových kmitočtů, tj. při pohybu v obraze nestačí vnímat detaily. Výjimku tvoří plynulý pohyb scény, který nastává při posuvu záběru kamery nebo plynulé změny úhlu záběru jejího úhlu či natočení. V takových případech je ztráta rozlišení citelná. Proto se k odstranění takové degradace používá meziprostorová kompenzace pohybu.

Vektor reprezentující pohyb scény se odvozuje v kodéru pro každý snímek a přenáší se digitálně v zatemněném snímkovém intervalu. V dekodéru pak se tímto vektorem přesouvají adresy pro čtení obrazových prvků z předchozího snímku ve směru pohybu, takže se mohou zpracovat v módu pro statický obraz.

Soustava HD-MAC

V Západní Evropě se vyvíjí přenosová soustava HDTV v rámci projektu EUREKA 95. Pracuje se na soustavě označované HD-MAC, která má být kompatibilní se zavedenými soustavami MAC v Evropě [10]. Jsou sledovány dva hlavní způsoby zpracování signálu, zajišťující přenos HDTV signálu v kanálu s relativně úzkým pásmem, které mohou mít ještě další varianty. Odlišují se mezi sebou v zajištění dvou cílů vývoje: jednak zajištění velké rozlišovací schopnosti HDTV a jednak slučitelnosti se soustavou D2-MAC.

První způsob procesu redukce pásma sleduje možnost maximální rozlišovací schopnosti, které lze dosáhnout při 625 řádcích. Hlavní část procesu je zaměřena na zlepšení Kellova činitele, vyjadřujícího degradaci vertikálního rozlišení vlivem procesu řádkování včetně vyloučení efektu způsobeného prokládáním. Signál zpracovávaný tímto procesem dává lepší obraz na běžném přijímači D2-MAC.

Druhý způsob procesu se snaží dosáhnout většího vertikálního rozlišení, než umožňuje soustava s 625 řádky a přiblížit se rozlišení při 1250 řádcích. Podstatnou částí tohoto zpracování signálu je proces sloučení informace několika řádků zdrojového signálu s větším počtem řádků do řádků 625řádkového přenosového kanálu, označovaný jako přesouvání řádek (line shufling).

Pro objasnění procesů obou základních způsobů úzkopásmového přenosu jsou v [10] naznačeny postupy zpracování jasového signálu.

1. způsob – Zdrojový signál má formát 1250/50/2:1. Skládá se z digitálních vzorků ortogonální struktury obrazu. Vzorkovací kmitočet je 54 MHz. Tento signál prokládaného řádkování je konvertován na postupné řádkování konvertorem, který má pohybové přizpůsobení (respektuje pohyb). Následuje vertikální dolnopropustná filtrace s mezním kmitočtem 312,5 Hz/výška a převzorkování na 625 řádků. Takto zpracovaný signál obsahuje znatelně méně klamných vertikálních složek a více energie na vyšších kmitočtech, než signál snímaný přímo v 625 řádcích. Upravený signál se přivádí na vstup kodéru redukujícího vzorky.

Redukce dat mezi kodérem a dekodérem je založena na dvou předpokladech:
– pro proces kódování a dekódování se využívá sekvence čtyř snímků,
– redukce dat zajistí zpracování vzorků se čtyřnásobným vzorkovacím kmitočtem, než může přenést kanál mezi kodérem a dekodérem (13,5 MHz pro jasový signál).

Za těchto podmínek, včetně předchozí předfiltrace, má signál procházející cestou kodér – dekodér následující parametry: 625 řádků, 50 Hz snímkový kmitočet, postupný ortogonální výběr vzorků s kmitočtem výběru 54 MHz.

Výstupní signál z dekodéru je rekonvertován na 1250 řádků postupného řádkování a dolnopropustně přefiltrován ve vertikálním směru s mezním kmitočtem 312,5 Hz/výška obrazu. Tím se potlačí opakovaná vertikální spektra jinak přítomná při přímém zobrazení 625 řádků. Po převzorkování se vytvoří 1250řádkový signál s prokládaným řádkováním, který se pak zobrazuje.

2. způsob – Odlišuje se od prvního způsobu v tom, že po předfiltraci a konvertování na postupné řádkování je signál o kmitočtu vzorků 108 MHz přefiltrován dvourozměrovou diagonální dolní propustí s mezními kmitočty 27 MHz a 625 Hz/výška, umožňující převzorkování na šachovnicovité (vzorkování „quincunx" – představuje uspořádání vzorků ve vrcholech a středu čtverce jako pětka na hrací kostce) rozmístěné obrazové prvky s kmitočtem vzorkování 54 MHz v 1250 řádcích bez vzniku klamných struktur.

Tento signál pak prochází soustavou kodér – dekodér za stejných podmínek jako v předchozím způsobu zpracování. Signál na výstupu dekodéru má následující parametry: 1250 řádek, 50 Hz snímkový kmitočet, postupné a šachovnicovité rozmístění obrazových vzorců s kmitočtem vzorkování 54 MHz. Tento signál se zpracovává opačným postupem než před vstupem do kodéru. Je převzorkován na ortogonální vzorkování s kmitočtem 108 MHz a filtrován stejným dvourozměrným filtrem pro potlačení spekter vzniklých při převzorkování na větší počet vzorků. Dále je opět jako v prvním způsobu převzorkován na signál pro prokládané, 1250řádkové zobrazení.

Požadavky slučitelnosti, ozývající se v USA i v Evropě, vyvolaly vývoj dalších variant soustavy MUSE s cílem buď omezit šířku na současné TV kanály (narrow MUSE) nebo zajistit možnost příjmu přijímači soustavy NTSC (NTSC – MUSE – 9) nebo oboje současně (NTSC – MUSE – 6). Všechny tyto varianty (jako základní soustava MUSE) poskytují zmenšenou jakost obrazu při pohybu a mají i nectnosti prokládaného řádkování.

Soustavy MUSE i MD-MAC až na malé rozdíly mají přibližně stejné parametry. Ztráta na kvalitě procesu časové komprese a expanze znemožňuje dosáhnout plnohodnotného přenose HDTV. Poněkud jiná situace je u soustavy ACTV. Uvedený jednokanálový přenos je srovnatelný s předchozími, ale s přídavným kanálem (dvoukanálový přenos) lze dosáhnout zlepšení, které má za výsledek obraz v jakostní úrovni HDTV.

Problémy zavádění soustav HDTV

Problémy při zavádění soustav HDTV jsou podobné problémům při zavádění barevné televize. Především jsou to podstatně větší náklady na zařízení a z toho opět pro masové rozšíření nejzávažnější cena přijímače HDTV. Z uvedeného popisu některých soustav HDTV je zřejmá obvodová náročnost dekodéru přijímače. K tomu přistupuje problém vhodného displeje.

Komerční TV systémy jsou optimalizovány tak, že pro běžnou pozorovací vzdálenost (6krát výška obrazu) se další zlepšení rozlišovací schopnosti neprojeví. Pro efektivní přínos HDTV je tedy nutné počítat se zvětšením projekční plochy úměrně k nárůstu přenášené informace (tj. asi 5násobné zvětšení plochy). To se samozřejmě neobejde bez značného zvýšení ceny i hmotnosti. Při tom se požaduje alespoň dosavadní jas, kontrast, čistota barev, mechanická pevnost a spolehlivost. Pro řešení displejů padá dnes v úvahu obrazovka se stínicí maskou, projekční soustava obrazovek a displej s tekutými krystaly. U obrazovek v přijímačích pro normy 50 Hz je nutné počítat s omezením blikání obrazu s použitím konverze na snímkový kmitočet 100 Hz.

Literatura

[1] *Vít, V. a kol.:* Televizní technika. SNTL: Praha 1979.
[2] *Ptáček, M.:* Přenosové soustavy barevné televize. NADAS: Praha 1974.
[3] *Ptáček, M.:* Barevná televize – skripta ČVUT. Praha 1971.
[4] *Straňák, F.:* Vývoj způsobu přenosu v družicové televizi. Slaboproudý obraz 1987, č. 1, s. 31.

ZVUKOVÝ DOPROVOD v TvP

Ing. Václav Teska

Při vývoji a výrobě televizních přijímačů byla vždy hlavní pozornost věnována především zlepšování jakosti obrazu. Teprve v posledním desetiletí se konstruktéři televizních přijímačů věnují i zlepšování jakosti zvuku, protože se začalo se stereofonním a dvoujazyčným vysíláním, pro které dosavadní způsoby zpracovává zvukového doprovodu nevyhovují. Zvukový kanál v televizním přijímači je sestaven z mezifrekvenčního zesilovače a k němu příslušných selektivních a detekčních obvodů, obvodu řízení nf složky a koncového nf zesilovače. Při stereofonním a dvoujazyčném příjmu je zvukový kanál doplněn mezifrekvenčním zesilovačem pro druhý mf signál a dekodérem nf signálu. V dalším textu si probereme jednotlivé funkční bloky, výhody a nevýhody druhů zpracování zvukového doprovodu a obvodové řešení jednotlivých funkčních bloků.

Mezifrekvenční zesilovač a zpracování zvukového doprovodu

Při zpracování zvukového doprovodu ve zvukovém mezifrekvenčním zesilovači se využívá tří způsobů zpracování mf signálu:
vytvoření mezinosného (intercarierového) signálu detektorem obálky nebo kvazisynchronním detektorem,
paralelní zvukový kanál,
kvaziparalelní zvukový kanál.

Každý z uvedených způsobů zpracování má své výhody i nevýhody. Hlavním hlediskem hodnocení jakosti zvuku je vznik rušivých signálů ve zvukovém doprovodu bývá: ný mnoha příčinami, jejichž analýza bývá v praxi velmi složitá. Příčinou vzniku rušivých signálů ve zvukovém doprovodu bývá
lineární ovlivňování signálu,
rušivé rozladění oscilátoru v kanálovém voliči,
nelineární přenos signálu.

Lineární ovlivňování signálu

Při lineárním ovlivňování signálu vznikají rušivé signály buď nedostatečnou úrovní nosné obrazu nebo fázovou modulací nosné obrazu oproti nosné zvuku.

Ovlivnění signálu nedostatečnou úrovní nosné obrazu

Při mezinosném zpracování zvukového doprovodu potřebujeme k vytvoření signálu mezinosného kmitočtu 6,5 nebo 5,5 MHz zbytkovou nosnou obrazu, jejíž amplituda, při dané obrazové modulaci, se nesmí zmenšit pod 10 % nemodulované nosné obrazu, neboť jinak se podstatně zvětšuje rušení ve zvukovém kanále, vznikající pronikáním videosignálu do mezinosného signálu ve videodetektoru. Ani při amplitudové modulaci větší než 100 % a při ideálním zpracování signálu nelze zabránit pronikání obrazové nosné do zvukového kanálu. V TV přijímači se zmenšuje úroveň obrazové nosné, čímž se dodatečně moduluje signál vlivem odrazů a nesprávným naladěním přijímače.

Fázová modulace obrazové nosné vůči zvuku

Při vzniku mezinosného signálu se přenáší fázová modulace nosné obrazu na mezinosnou zvuku 6,5 nebo 5,5 MHz a projevuje se jako rušení nf signálu. K této fázové modulaci dochází někdy již ve vysílači nebo při rušivém rozladění oscilátoru kanálového voliče přijímače a to tehdy, není-li skupinové zpoždění mezifrekvenčního filtru obrazu a zvuku stejné (u cívkových mf filtrů bývají obvykle rozdíly skupinového zpoždění značné).

Rušivé rozladění oscilátoru kanálového voliče

Rušivé rozladění oscilátoru kanálového voliče se nejvíce uplatňuje při paralelním a mezinosném zpracování zvuku vlivem různých skupinových zpoždění nosné obrazu a zvuku, čímž se ovlivňuje zvukový kmitočtově modulovaný signál. To se při poslechu projeví jako rušení nf signálu. Oscilátor kanálového voliče může být „rušivě" rozladěn při
rušivém napětí namodulovaném na napětí ladicím, např. v ladicím systému;
mechanických otřesech kanálového voliče, které se mikrofonií přenášejí do oscilátoru;
změně kmitočtu oscilátoru vlivem signálu přijímaného kanálu, neboť modulace těchto signálů se může přenést na signál oscilátoru.

Nelineární přenos signálů

Při nelineární přenosové cestě mohou zejména v TV přijímači vzniknout složky signálu, spadající do oblasti signálu mezinosného kmitočtu 6,5 nebo 5,5 MHz, které se projevují jako rušení v nf signálu. Malé zesílení a malý posuv fáze demodulátoru je dán jeho pracovním bodem (diferenciální zisk a diferenciální fáze). Při buzení takového demodulátoru velkým videosignálem se tímto videosignálem amplitudově a fázově moduluje mezinosná zvuku a obrazová modulace se přenáší do zvukového signálu. Rušivé signály pronikající do zvukového kanálu jsou
(1) signály harmonických kmitočtů videosignálových složek s kmitočty 6,5/*n* nebo 5,5 MHz/*n*, kde *n* je celé číslo;
(2) intermodulační produkty, vznikající mezi jednotlivými složkami mezikrekvenčního obrazového signálu;
(3) nízkofrekvenční kmitočty složek videosignálu, které přímo modulují fázově signál mezinosného kmitočtu 6,5 (nebo 5,5) MHz při vzniku diferenciálního fázového jevu.

Kromě těchto rušivých signálů pronikají do zvukového kanálu rušivé signály klíčováním řádkového a snímkového kmitočtu a jejich harmonické složky. Nejvíce se však uplatňují rušení o harmonickém kmitočtu 50 Hz, vznikající klíčováním snímkového kmitočtu; tento druh rušení se projevuje jako praskot v nf signálu (tzv. intercarierový, mezinosný brum).

Maximální teoreticky dosažitelný odstup signál-rušení je při mezinosném zpracování zvuku asi 40 dB, což pro kvalitu hi-fi nestačí. Proto se hledaly jiné cesty zpracování zvukového doprovodu, které si rozebereme podrobněji v následující stati.

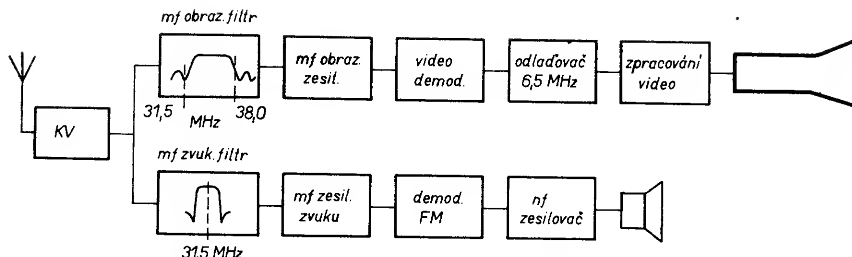
Způsoby zpracování zvukového doprovodu v TVP

V TV přijímači se zvukový doprovod zpracovává, jak jsme již uvedli, způsoby
mezinosným,
paralelním,
kvaziparalelním.
Podle způsobu zpracování zvukového doprovodu jsou zapojeny i mf zesilovače zvuku.

Paralelní zpracování zvuku

Při paralelním zpracování zvuku (podle obr. 1) se obrazový a zvukový kanál za kanálovým voličem zpracovávají odděleně. V mf filtru obrazového kanálu je potlačena mf nosná zvuku. Mf filtr zvukového kanálu propouští jen signály v oblasti mf nosné zvuku 31,5 MHz (OIRT) nebo 33,4 MHz (CCIR) a obrazový signál potlačuje. Vzhledem k oddělenému zpracování obrazového a zvuko-

[5] *Graf, P.:* Die wichtigsten Eigenschaften der Sateliten – Fernsehnorm D2 – MAC/Packet. ntz **39** (1986) č. 1, s. 18.
[6] *Gardier, P. N.:* The UKD-D-MAC/PACKET Standard for DBS. IEEE Trans. on CE. **34** (1988), č. 1, s. 128.
[7] *Hopkins, R.:* Advanced Televizion Systems. IEEE Trans. on CE. **34** (1988), č. 1, s. 1.
[8] *Ishardi, M. A. a kol.:* Decoding Issues in the ACTV system. IEEE Trans. on CE. **34** (1988), č. 1, s. 111.
[9] *Gaggioni, H.; Gall, D.:* Digital Video Transmission and Coding for the Broadband ISND. IEEE Trans. on CE. **34** (1988), č. 1, s. 16.
[10] *Raven, J. G.:* High Difinition MAC: The Compatible Route to HDTV. IEEE Trans. on CE. **34** (1988), č. 1, s. 61.
[11] Das bessere PAL. Funkschau č. 1/1989, s. 46.
[12] *Geiger, E. A.:* Worldwide Multistandard TV – Sets in Lieu of a World TV – Standard. IEEE Trans. on CE. **34** (1988), č. 3, s. XV.



Obr. 1. Blokové schéma TVP s paralelním zpracováním zvuku

vého kanálu nevznikají prakticky žádná rušení způsobená harmonickými a intermodulačními produkty nebo fázovou modulací obrazovým signálem (viz bod (1) a (2)). Kmitočtově modulovaná nosná zvuku je demodulována přímo demodulátorem FM bez použití mezinosného kmitočtu. Pak však i malé rozladění oscilátoru v kanálovém voliči způsobuje rušení nf signálu (viz článek Rušivé rozladění. . .). Kromě toho se demodulátor FM na kmitočtech kolem 33 MHz velmi těžko realizuje. To jsou hlavní důvody, proč se paralelní zpracování zvuku nepoužívá v současných TV přijímačích – technické a materiálové nároky na tento způsob zpracování zvuku jsou značné a proto je jeho realizace velmi drahá.

Intercarierový (mezinosný) způsob zpracování zvuku

Při intercarierovém zpracování zvuku můžeme využít dvou způsobů zpracování a to obvyklý způsob s detektorem obálky nebo kvazisynchronním detektorem a způsob zpracování se synchronním detektorem.

Obvyklý mezinosný způsob zpracování zvuku

Již na počátku vývoje televizních přijímačů se ukázalo, že mezinosný způsob zpracování zvuku odstraňuje nedostatky a těžkosti, které vznikají při paralelním zpracování zvuku. Z obr. 2 vyplývá, že zvukový signál prochází přes kanálový volič, společný mezifrekvenční filtr a mf zesilovač. V obrazovém demodulátoru kromě obrazového signálu pro buzení obrazovky vzniká smísením nosné obrazu (38 nebo 38,9 MH) s nosnou zvuku (31,5 nebo 33,4 MHz) signál zvukového mezinosného kmitočtu 6,5 nebo 5,5 MHz. Po vzniku signálu mezinosného kmitočtu 6,5 nebo 5,5 MHz je tento signál oddělen od obrazového signálu a po zesílení a omezení přiveden na demodulátor FM. Z jeho výstupu je signál veden do obvodů zpracování nf signálu.

Vzhledem ke společnému zpracování obrazového a zvukového signálu v mf filtru, mf zesilovači a demodulátoru AM jsou náklady na toto řešení velmi malé. Protože mezinosná vzniká smísením nosné obrazu a zvuku, jsou i menší požadavky na kanálový volič a systém ladění, než je tomu při paralelním zpracování zvuku. Při společném zpracování obrazového a zvukového signálu vznikají však přeslechy, signál obrazového kanálu vniká do kanálu zvukového a obráceně. Aby rušení zvukovým signálem v obrazovém kanálu (např. moiré 1,07 MHz) bylo co nejmenší, je zvuková nosná vlna na straně vysílače potlačena oproti nosné obrazu o 13 dB a v přijímači je použit odlaďovač signálu mezinosného kmitočtu, který potlačuje tento signál o 20 dB proti nosné obrazu. Vzhledem k malému poměru amplitud nosné zvuku a obrazu lze při mezinosném zpracování těžko dosáhnout ve zvukovém kanálu velkého odstupu rušení od signálu.

Příčiny přeslechu obrazového kanálu do kanálu zvukového byly již uvedeny. Nežádoucí přeslechy ve zvukovém kanálu se zvětšují se stupněm modulace nosné obrazu a intercarierový provoz je citlivý zejména na zmenšení zbytkové nosné obrazu pod 10 %, na přemodulování, na vznik směšovacích produktů videosignálu v intercarierovém kanálu a také na fázovou modulaci mezinosné zvuku nf složkami videosignálu.

Vliv na tyto přeslechy má hlavně použitý typ obrazového demodulátoru. Když použijeme demodulátor obalové křivky nebo kvazisynchronní demodulátor, vzniká kromě kvadraturního zkreslení i množství směšovacích produktů, jako jsou signály harmonických kmitočtů postranního pásma a zbytkové složky obrazového kmitočtového pásma, které se dostanou do oblasti kmitočtu mezinosného signálu, a které způsobují rušení ve zvukovém kanálu. Při relativně velkém přebuzení videosignálem se vlivem různých fází fázově moduluje nosná zvuku. Za těchto podmínek je prakticky nemožné zajistit potřebný odstup rušivého a užitečného signálu a tak i zvuk jakosti hi-fi.

Mezinosný způsob zpracování s lineárním synchrodemodulátorem

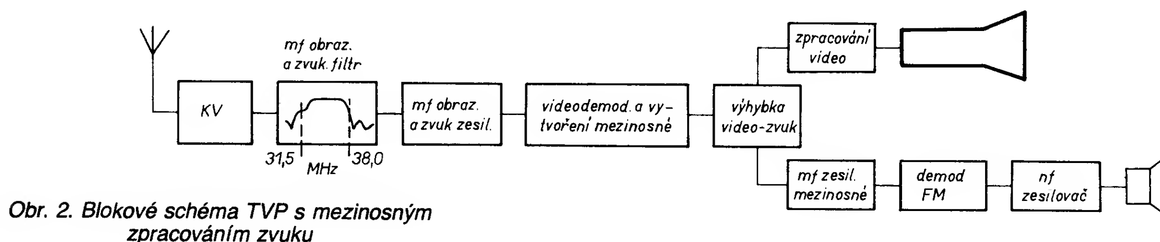
Při běžném mezinosném provozu vzniká vlivem nedokonalé obrazové demodulace množství směšovacích produktů, které zasahují do zvukového kanálu. Z obr. 3 je zřejmé, že principiálně je mezinosný způsob s lineárním synchrodemodulátorem až na videodemodulátor shodný s běžným mezinosným způsobem. Při použití lineárního synchrodemodulátoru musí být referenční signál jak kmitočtově, tak i fázově shodný se signálem nosné obrazu a nesmí být fázově modulován složkami postranního pásma, jak to obvykle bývá při pasívním zpracování referenčního signálu.

Referenční signál musí být odvozen z přijímaného vstupního signálu obvodem PLL, jako je to u dekodéru PAL. Kromě nákladů na regeneraci nosného obrazu jsou kladeny zvýšené požadavky na kanálový volič a ladicí systém, stejně jako při paralelním zpracování zvuku. Vzhledem k tomu, že mezinosná zvuku obsahuje i obrazový signál, musí být obvody všech stupňů navrženy pro zpracování velkého signálu. I když je při tomto způsobu zpracování zvuku možno zlepšit odstup rušení od užitečného signálu, je vzhledem k výše uedeným požadavkům používán především v měřicích a kontrolních přijímačích.

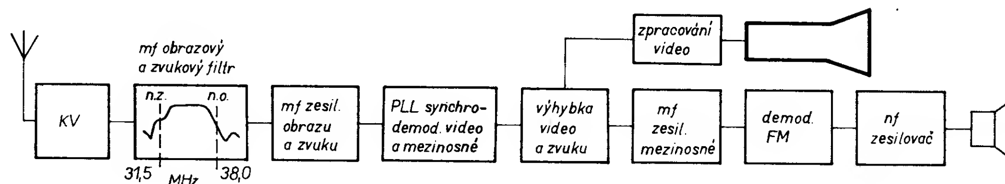
Kvaziparalelní zvukový provoz

Při kvaziparalelním zvukovém provozu (dále KPP) je oproti obvyklému mezinosnému provozu zvukový a obrazový signál za kanálovým voličem zpracován odděleně. Tím je možné vytvořit pro zpracovávaný obrazový a zvukový signál optimální podmínky a při poměrně málo zvýšených nákladech odstranit nedostatky běžných způsobů zpracování zvuku. Při KPP smísením nosných obrazů a zvuku vzniká signál mezinosného kmitočtu 6,5 (nebo 5,5) MHz. Výhody mezinosného zpracování zvuku zůstávají zachovány, aniž jsou kladeny zvětšené požadavky na kanálový volič a ladicí systém, jako je to při paralelním nebo mezinosném zpracování s lineárním synchrodemodulátorem.

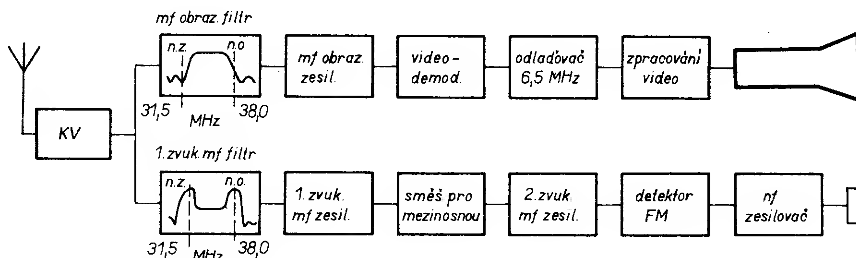
Blokové zapojení TVP s KPP je na obr. 4. Protože nosná zvuku není v obrazovém kanálu potřebná, může být vhodným mf filtrem



Obr. 2. Blokové schéma TVP s mezinosným zpracováním zvuku



Obr. 3. Blokové schéma TVP s mezinosným zpracováním zvuku a synchrodetektorem



Obr. 4. Blokové schéma TVP s kvaziparalelním zpracováním zvuku

potlačena. Protože na videodemodulátoru nevznikají rušivé směšovací produkty ze složek zvuku a videosignálu, zlepší se při KPP i jakost obrazu. Za videodemodulátorem není potřebná „výhybka" pro rozbočení signálu zvukového a obrazového signálu. Při KPP se pro zlepšení jakosti obrazu zapojuje odlaďovač 5,5 a 6,5 MHz do obrazového kanálu před dekodéry barev a teletextu. Při KPP je zvukový signál převáděn na dva mf zvukové signály a to za kanálovým voličem na signál s nosnou 31,5 nebo 33,4 MHz a na mezinosný signál 6,5 nebo 5,5 MHz.

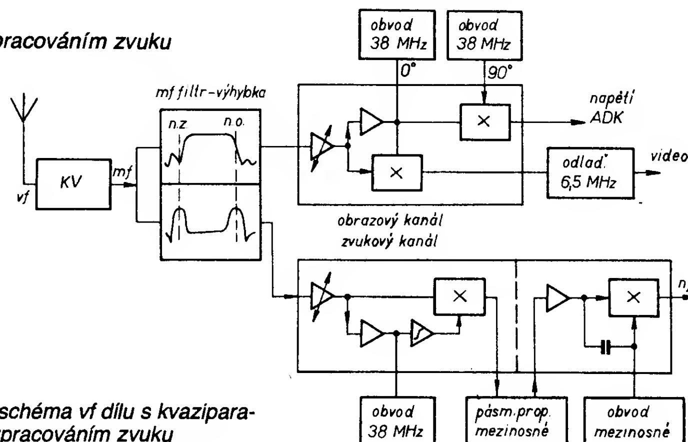
Pro snazší orientaci je nosná 31,5 nebo 33,4 MHz označována jako 1. mf signál a mezinosná 6,5 nebo 5,5 MHz jako 2. mf signál. První mf filtr za kanálovým voličem musí kromě 1. mf signálu přenést i nosnou obrazu a to se stejným činitelem přenosu, abychom získali 2. mf signál. Tento filtr musí dostatečně potlačit nosnou obrazu a zvuku sousedního kanálu a střední kmitočty obrazového signálu (zejména 4,43 MHz, 6,5 MHz/n, kde n=2, 3, 4 . . .). Dále tento filtr pro referenční signál musí mít charakteristiku odpovídající pásmové propusti (nesmí mít Nyquistovu hranu), symetrickou podle nosné obrazu. Vysílačem jsou vysílána dvě postranní pásma obrazového signálu a to na nosné obrazu ±0,75 MHz, která mohou způsobit malou fázovou modulaci referenční nosné obrazu. Fázová modulace signálu je hlavně způsobena videosložkami jednoho postranního pásma, ležícími nad kmitočtem 0,75 MHz. Fázovou modulaci referenční nosné obrazu lze potlačit omezením (limitací) a fázovou modulací signálu prvním mf filtrem a obvodem referenčního signálu, čímž se zlepší odstup signál – rušení.

Z výstupu prvního mf filtru je signál veden do 1. mf zesilovače, v němž smísením nosné obrazu s 1. mf signálem zvuku vzniká 2. mf signál – mezinosný. Nežádoucí obrazový signál je potlačen kvadraturním detektorem. Jedná se v podstatě o analogovou násobičku, u níž se na první vstup přivádí užitečný mf signál a na druhý vstup je jako referenční signál přivedena nosná obrazu, fázově pootočená o 90°. Při tomto způsobu směšování vznikají především složky jednoho postranního pásma, zvukový signál a výstupní signál. Složky dvou postranních pásem, tj. složky obrazového signálu až do 0,75 MHz, se při symetrické charakteristice prvního mf filtru ve výstupním napětí neuplatní. V praxi se referenční signál získá odfiltrováním a omezením užitečného signálu paralelním obvodem (referenční obvod). Omezením se eliminují složky dvou postranních pásem a nosné obrazu, pokud je zachována symetrie amplitudy a fáze – je třeba vhodně navrhnout a umístit selektivní obvody (mf filtr a referenční obvod), aby bylo dosaženo potřebné symetrie amplitudy a fáze.

Výstupní signál mezinosného směšovače je veden přes pásmový (keramický) filtr 6,5 nebo 5,5 MHz do 2. mf zesilovače, v němž je potlačena amplitudová modulace kmitočtově modulovaného mezinosného signálu. Z výstupu tohoto zesilovače je signál veden do demodulátoru FM, na jehož výstupu je nf signál. Blokové zapojení vf části TVP pro KPP je na obr. 5.

První zvukový mf filtr

Požadavky na první mf filtr při KPP se podstatně liší od požadavků, které klademe na obrazový a zvukový mf filtr při mezinosném zpracování zvukového signálu. Protože požadavky na obrazový a zvukový filtr při KPP jsou různé, je nutné použít dva mf filtry, nebo (při potřebě nižších nákladů) je nutné použít vhodnou výhybku pro obrazový a 1.



Obr. 5. Blokové schéma vf dílu s kvaziparalelním zpracováním zvuku

Tab. 1. Srovnání různých zpracování zvukového doprovodu v TV přijímačích

Provoz / Parametr	klasický paralelní	mezinosný: klasický detektor obalové křivky nebo kvazisynchronní demodulátor pro obraz a zvuk	mezinosný: se synchrodemodulátorem pro obraz a zvuk	mezinosný: kvaziparalelní oddělená selektivita a mf zesilovač pro mezinosný signál
Jakost obrazu	dobrá	přijatelná až dobrá	velmi dobrá	dobrá
Jakost zvuku	velmi dobrá	pro hi-fi nepoužitelná	dobrá	dobrá
Požadavky na kanálový volič	velké	běžné	velké	běžné
Požadavky na ladicí systém	velké	běžné	velké	běžné
Požadavky na selektivitu	velké	běžné	běžné	mírně větší
Požadavky na aktivní součástky	zvětšené	běžné	větší	zvětšené
	obrazový mf zesilovač + demodulátor, zvukový mf zesilovač + demodulátor FM	obrazový mf zesilovač + demodulátor mf zesilovač mezinosné + demodulátor FM	obrazový mf zesilovač + synchrodemodulátor PLL, mf zesilovač mezinosné + demodulátor FM	obrazový mf zesilovač + demodulátor, zvukový mf zesilovač + směšovač, mf zesilovač mezinosné + demodulátor FM

V tab. 1 jsou pro porovnání shrnuty všechny uvedené způsoby zpracování zvukového doprovodu. Při uvedeném způsobu hodnocení získáme pouze relativní údaje, neboť jakost zvuku je samozřejmě závislá na daném zapojení. Z tab. 1 vyplývá, že KPP je v současnosti nejekonomičtější cestou pro získání jakostního zvuku v TVP, neboť umožňuje zlepšit nejen výsledný zvuk (a to i při stereofonním a dvojjazyčném vysílání), ale i jakost obrazu. Oproti současnému řešení nastávají změny jen ve zvukovém kanálu. Náklady na selektivní obvody se zvětšují jen nepatrně, protože v praxi je možné první zvukový mf filtr částečně kombinovat s obrazovým filtrem. Proti mezinosnému provozu je nutné přidat jeden IO pro zesílení 1.mf signálu a mezinosný směšovač. Vzhledem k podstatně zlepšené jakosti zvuku jsou tyto náklady navíc zcela opodstatněné.

mf signál. Pro tvorbu mezinosného signálu při KPP musí první mf filtr přenášet jak obrazovou nosnou, tak i zvukový mf signál. Abychom dosáhli dobrého odstupu užitečného signálu od signálu rušivého, musíme se snažit, aby filtr měl následující vlastnosti:

– šířka pásma filtru v oblasti nosné zvuku musí být minimálně ±300 kHz, aby se rušivě neuplatnilo malé rozladění (při stereofonním signálu to platí pro oblast obou nosných zvuku);

– v propustném pásmu nosné obrazu musí být průběh amplitudy a fáze až do

Tab. 2. Přehled filtrů PAV

Typ	Provedení	Norma	Pouzdro	Vst/výst impedance [Ω]	Útlum/kmitočet [dB/MHz] provozní	nosné obrazu	nosné barev	nosné zvuku	nosné obrazu sousedního kan.	nosné zvuku sousedního kan.	Skupinové zpoždění [ns]	Útlum/kmitočet pásma [dB/MHz] dolního	horního
OFW368	IC	D/K,B/G	SIP5	2k/2k	24/36,5	6,3/38,0	4,4/33,5	29,4/32,5	38,0/30	38/39,6	0	36/30	36/39,5
OFWK1950	IC	D/K,B/G	SIP5	2k/2k	19/36,5	7,0/38	3,2/33,57	21,5/31,5	43/30	42/39,5	0	38/30	36/39,5
OFW367	IC	D/K	SIP5L	2k/2k	24/36,5	7,0/38	4,2/32,6	29/31,5	44/30	45/39,7	0	38/30	36/39,7
OFWD1952	IC	D/K	SIP5L	2k/2k	18/35	6,3/38	2,3/33,57	22/31,5	46/30	44/39,5	80	41/30	35/39,5
OFW361S	IC	B/G	SIP5	2k/2k	22/37,4	7/38,9	6,5/34,47	28/33,4	42/31,9	40/40,5	−90	36/31,9	34/40,4
OFW661	IC	B/G	DIP10	2k/2k	24/37,4	7/38,9	5,4/34,47	21/33,4	49/31,9	43/40,4	−90	39/31,9	37/40,4
OFWG1954	IC	B/G	SIP5	2k/2k	16/37,4	6/38,9	6,0/34,47	20/33,4	44/31,9	44/40,4	−90	42/31,9	35/40,4
OFWG1956	IC	B/G	SIP5	2k/2k	16/37,4	7/38,9	5,4/34,47	21/33,4	44/32	42/40,4	−100	40/31,6	36/40,4
OFWG1958	IC	B/G	SIP5L	2k/2k	16/37,4	6/38,9	5/34,47	21/33,4	50/31,9	46/40,4	80	40/32,4	36/40,4
OFWG1959	IC	B/G	SIP5L	2k/2k	16/37,4	5/38,9	3,5/34,47	21/33,4	48/31,9	42/40,4	80	42/32,4	38/40,4
OFWG1961	IC	B/G	SIP5L	2k/2k	17/37,4	6/38,9	4,6/34,47	21/33,4	48/31,9	44/40,4	80	37/32,4	36/40,4
OFWG1962	IC	B/G	SIP5L	2k/2k	17/37,4	6,4/38,9	3,9/34,47	21/33,4	48/31,9	45/40,4	80	38/32,4	36/40,4
OFWG3950	IC	B/G-L	SIP5L	2k/2k	19/37,9	6,6/38,9	52/32,4	6/33,4	41/31,9	34/39,9	80	38/31,9	34/40,4
OFWK3950	IC	B/G-D/K	SIP5	2k/2k	18/37,4	6,1/38,9	1/34,47	40/32,4	44/31,9	44/40,4	80	37/32,4	38/40,4
OFWK2950	IC	D/K,B/G	SIP5L	2k/2k	17/37,4	6,2/38,9	4,6/34,47	22/32,4	46/30,9	40/40,4	80	38/32,4	36/40,4
OFW362-G	IC	I	SIP5	2k/2k	24/37,4	8/38,9	4,7/34,47	30/32,9	44/30,9	40/40,9	0	36/30,9	34/40,9
OFWJ1952	IC	I	SIP5L	2k/2k	17/37	7/38,9	3,6/34,47	22/32,9	46/30,9	40/40,9	80	42/30,9	38/40,9
OFW366	IC	D/K,OIRT	SIP5	2k/2k	25/37,4	6/38,9	2/34,47	28/32,4	42/30,9	40/40,9	80	36/30,9	34/40,9
OFW731	KPP	B/G	DIP10	2k/2k	25/37,4	6,6/38,9	6,6/34,47	46/33,4	46/31,9	44/40,4	−60	40/31,9	36/40,4
OFWG3201	KPP	B/G	DIP10	2k/2k	24/37,4	6,6/38,9	6,9/34,47	44/33,4	46/31,9	44/40,4	−50	38/31,9	36/45
OFWG3203	KPP	B/G	DIP10	2k/2k	25/37,4	6,7/38,9	6,1/34,47	40/33,4	48/31,9	44/40,4	−90	40/31,9	36/40,4
OFWG3204	KPP	B/G	DIP10	2k/2k	27/37,4	7,4/38,9	4,1/34,7	45/33,4	49/31,9	40/40,4	80	40/31,9	31/40,4
OFWG3205	KPP	B/G	DIP10	2k/2k	26/37,4	6,6/38,9	6,2/34,47	39/33,4	50/31,9	42/40,4	−85	40/31,9	38/40,4
OFWG3206	KPP	B/G	DIP10	2k/2k	23,5/37,4	5,5/38,9	5,5/34,47	40/33,4	45/30,9	52/40,4	80	42/32,4	42/40,4
OFWJ3201	KPP	I	DIP10	2k/2k	25,5/37,4	7,2/38,9	6,2/34,47	44/32,9	44/30,9	42/40,9	80	38/30,9	38/40,9
OFWJ3205	KPP	I	DIP10	2k/2k	30/37,65	7,5/38,9	3,2/34,47	20/32,9	44/30,9	40/40,9	100	36/30,9	32/40,4
SAF58MA	IC	M/N,FCC	TO8		20/44	5,5/45,7	6/42,17	24/41,2	45/39,7	45/47,2	40	30/39,7	30/47,5
SAF58MB	IC	M/N,FCC	TO8		20/44	4/45,7	4/42,17	18/41,2	45/39,7	45/47,2	40	30/39,7	30/47,5
SAF45MC	IC	M/N	T08		20/44	4/45,7	5/42,17	24/41,2	45/39,7	45/47,2	40	30/39,7	30/47,5
SAF38,9MB	IC	M/N	TO8		20/37,4	5/38,9	5/34,47	24/33,4	43/31,9	43/40,9	50	30/31,9	30/40,4
SAF39,5MB	IC	I	TO8		20/38	5/39,5	5/35,07	24/33,5	45/31,5	45/41,6	50	30/31,5	30/41,6
SAF36,9MB	IC	B	TO8		22/35,4	5/36,9	5/32,45	24/31,9	43/29,9	43/38,4	50	30/29,9	30/38,4
SAF38.OMZ70	IC	B/G	Ker5		27/37,4	6,0/38	6,6/33,47	20/32,5	40/31,9	40/40,4	40	30/31,9	30/40,4
SAF38.9MZ70	IC	B/G	Ker5		24/37,4	5/38,9	5,5/34,47	22/33,4	40/31,9	40/40,4	40	30/31,9	30/40,4
SAF38.9MVB70	IC,KPP	B/G	Ker5		24/37,4	4,5/38,9	5/34,47	25/33,4	40/31,9	40/40,4	40	30/31,9	30/40,4
SAF38.OMC51	IC	B/G	Ker4		29/36,5	5,2/38	4,8/33,57	21/32,5	40/30	40/39,6	40	29/30	30/39,5
SAF38.9MN53	IC	B/G	Ker4		25/37,4	5/38,9	4/34,47	21/33,4	40/31,9	40/40,4	40	28/31,9	30/40,4
HSW03	IC	B/G,D/K	DIP10			7/38	4/33,6	26/31,5	43/30	43/40,4	0	43/30	38/39,5
FT381	IC	D/K	SIL5	100/1k5	24/36,5	5/38		27/31,5	46/30	39,5/40		46/30	40/40,5
FT384	IC	D/K	SIP5	100/1k5	24/36,5	6/38	5/33,6	23/31,5	48/30	44/39,5	0	40/30	40/39,5
MF90Nu	IC	D/K	HYB16	2k7/2k	18,7/35	7/38	1/33,2	21/31,5	37/30	43/39,5		36/30	37/39,5
MF74	KPP	D/K,B/G	HYB16	2k7/2k	20/35	8/38	0/33,5	30/31,5	30/30	32/39,5		30/30	31/40,5
FP3P9-451	IC	D/K	HYB16		25/36,5	4/38	1/33,4	26/31,5	44/30	40/39,5		44/30	40/39,5
FP3P9-458.2-1	IC	D/K,B/G	HYB14		25/37,4	4/38	1/34,47	22/33,4	35/31,9	40/40,4		35/31,9	40/40,4
Zvuková část filtru PAV pro KPP. V odstavci Útlum nosné barev v části „Zvuková část . . ." je uvedeno potlačení středních kmitočtů mezi nosnou zvuku a obrazu.													
OFW731	KPP	B/G	DIP10	2k/2k	28/33,4	8/38,9	20/36,15		26/31,9	23/40,4		20/31,9	24/40,4
OFWG3201	KPP	B/G	DIP10	2k/2k	32/33,4	0/38,9	13/36,15		26/31,9	23/40,4		20/31,9	20/40,4
OFWG3203	KPP	B/G	DIP10	2k/2k	31–33,4	2/38,9	20/36,1		26/31,9	24/40,4		24/31,9	20/40,4
OFWG3204	KPP	B/G	DIP10	2k/2k	31/33,4	1/38,9	23/36,15		29/31,9	31/40,4		27/31,9	22/40,4
OFWG3205	KPP	B/G	DIP10	2k/2k	31/33,4	1/38,9	18/36,1		28/31,9	26/40,4		24/31,9	20/40,4
OFWG3206	KPP	B/G	DIP10	2k/2k	26/33,4	45/38,9	25/34,47		35/31,9	52/40,4		30/31,9	26/40,4
OFWJ3201	KPP	I	DIP10	2k/2k	30/32,9	5/38,9	20/36,1		26/30,9	23/40,9		20/30,9	20/40,9
OFWJ3205	KPP	I	DIP10	2k/2k	26/32,9	9/38,9	23/36,1		38/30,9	32/40,9		18/30,9	28/40,9
SAF31.4MD70	KPP	B/G	,D/K	Ker5	28/31,4	3/38	15/33,6		35/30	35/39,5		30/30	30/39,5
SAF33.4MD70	KPP	B/G	Ker5	2k/2k	20/33,4	3/38,9	15/34,6		35/31,9	35/40,4		30/31,9	30/39,5
MF74	KPP	B/G	,D/K	HYB16	2k7/2k	27/31,5	2/38	27/33,6	30/30	30/39,5		30/30	30/39,5

Výrobce: Filtry OFW – Siemens, SAF – Murata, HSW – MLR, FT – PLR, MF – TESLA, FP – SSSR.

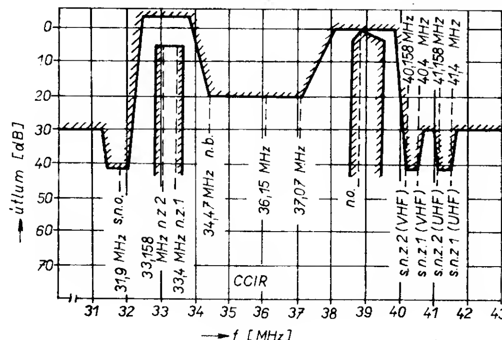
IC – filtr pro intercarier, KPP – filtr pro kvaziparalelní zvuk.

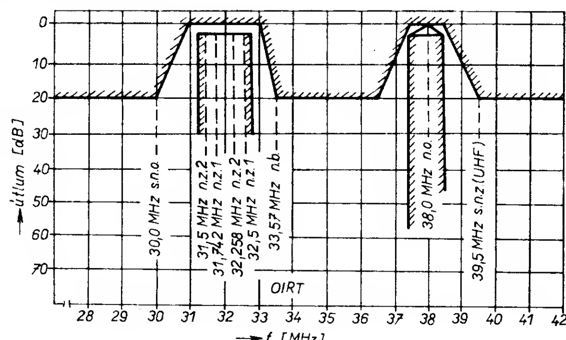
Pouzdro: SIP5, SIP5L – jednostranné vývody s roztečí 2,5 mm;

DIP10 – dvouřadové pouzdro 2× 5 vývodů s roztečí vývodů 2,5 mm a roztečí řad 12,5 mm;

TO8 – kulaté s pěti vývody; Ker5 – tvar jako keramický mf filtr Murata s pěti nebo čtyřmi vývody;

HYB14, HYB16 – pouzdro kovové pro hybridní obvody s roztečí vývodů 2,5 mm a roztečí řad 7,5 mm.





Obr. 6. Toleranční pole 1. mf filtru pro CCIR a OIRT

±0,75 MHz symetrický vzhledem ke kmitočtu nosné obrazu. Tím je prakticky omezena fázová modulace nosné obrazu složkami dvou postranních pásem a je také umožněno potlačení těchto složek. Při dostatečně širokém pásmu nosné obrazu se rušivě neuplatňuje rozladění přijímače;

– činitel přenosu prvního zvukového mf filtru s ohledem na normu vysílání musí být větší než činitel přenosu pro nosnou obrazu. Vzhledem k nosné obrazu je útlum tohoto filtru na nosné zvuku menší než při běžném mezinosném provozu, čímž je dosaženo podstatného odstupu rušení ve zvukovém kanálu. Při použití IO pro KPP typu TDA2545, TDA2546 nebo MDA4281V je jakost zvuku jen málo závislá na poměru činitelů přenosu mf filtru na kmitočtu nosné obrazu a zvuku. Proto i volba činitelů přenosu není kritická a optimum je závislé na tom, v jakém poměru jsou vysílány vysílačem nosná obrazu a zvuku;

– nosná zvuku sousedního kanálu (SNZ) a obrazová nosná sousedního kanálu (SON) musí být filtrem značně potlačeny (vztaženo vůči vlastní nosné obrazu);

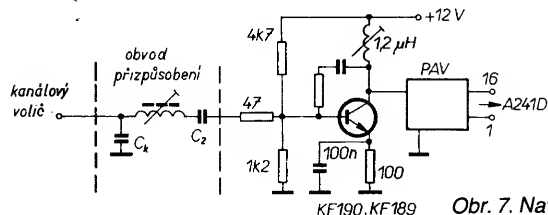
– potlačení přenášených obrazových signálů mimo oblast nosné obrazu, tj. 38,9 ±0,8 MHz (38,0 ±0,8 MHz) a mimo oblast nosné zvuku, tj. $33,4^{+0,4}_{-1,0}$ MHz ($31,5^{+1,5}_{-0,5}$ MHz). Zejména je nutné potlačit barvonosnou obrazu 34,47 MHz (33,57 MHz) a nosnou barvy žluté a žlutozelené. Dále je nutné potlačit signály vzniklé smísením nosné obrazu a subharmonických mezinosné zvuku 36,15 MHz (34,75 MHz) a 37,01 MHz (35,8 MHz). Při generování mezinosné zvuku vznikají z těchto signálů subharmonické signály mezinosné zvuku 5,5 MHz (6,5 MHz), které při nelineárním přenosu způsobují rušení ve zvukovém kanálu;

– dále se musíme snažit, aby skupinové zpoždění na nosné obrazu a zvuku v mf filtru bylo prakticky stejné, neboť čím je rozdíl mezi těmito skupinovými zpožděními menší, tím méně se uplatňují změny kmitočtu kanálového voliče a tím méně se uplatňuje rušivý kmitočtový zdvih v nf kanálu;

– dále se musíme snažit, aby skupinové zpoždění na nosné obrazu a zvuku v mf filtru bylo prakticky stejné, neboť čím je rozdíl mezi těmito skupinovými zpožděními menší, tím méně se uplatňují změny kmitočtu kanálového voliče a tím méně se uplatňuje rušivý kmitočtový zdvih v nf kanálu.

Tyto požadavky vyplývají z tolerančního pole na obr. 6, v němž je přihlédnuto i k vysílání druhé nosné zvuku (NZ2) použité při stereofonním nebo dvoujazyčném (DUO) vysílání. Tyto požadavky lze realizovat snadno filtrem s povrchovou vlnou (PAV), který je určen pro kvaziparalelní provoz a který má společný vstup a pro mf obrazový a 1. mf zvukový signál oddělené výstupy.

Filtr PAV je pasívní integrovaná součástka s vlastnostmi pásmové propusti a jeho princip vychází z interferencí mechanických povrchových vln. Filtr PAV má oproti filtru s cívkami řadu výhod: předem nastavitelnou požadovanou kmitočtovou charakteristiku, kterou tedy již nemusíme ve finálním výrobku nastavovat, na sobě nezávislý průběh amplitudy a fáze, časově stabilní parametry a malé rozměry. Podložkou filtru PAV je piezoelektrický nebo piezokeramický materiál, na němž jsou vytvořeny měniče ve tvaru do sebe zasunutých hliníkových „prstů". Když se do vstupního měniče přivede elektrický signál, vybudí se v podložce mechanické (akustické) povrchové vlny, které se výstupními měniči mění na signál elektrický. Měniče se chovají jako vysílací a přijímací „anténa" povrchových vln. Strukturou měničů je možné nastavit různé „anténní charakteristiky". Střední kmitočet, kmitočtová charakteristika a skupinové zpoždění je určeno počtem, délkou, roztečemi a uspořádáním „prstů" měničů. Výslednou charakteristiku filtru PAV dostaneme přeložením charakteristik vstupního a výstupního měniče. Protože fázová rychlost povrchových vln je asi 10^{-6} rychlosti světla, mohou být vlastní měniče malé a tím i celý filtr PAV vychází jako malá součástka.



Obr. 7. Navázání filtru PAV na kanálový volič

Základní zpoždění filtru PAV je asi 1 až 2 µs. Aby nevznikaly odrazy a přeslechy, musí být výstup filtru PAV zatížen symetricky. Praktické připojení filtru PAV na kanálový volič je na obr. 7. Přehled filtrů PAV pro různé TV normy je v tab. 2, kde jsou uvedeny i útlumy nosných obrazu, zvuku a barev, nosné obrazu a zvuku sousedních kanálů a útlum dolního a horního kmitočtového pásma. Všechny tyto útlumy jsou vztaženy k útlumu provoznímu.

První a druhý mf zesilovač

Při KPP se přes 1. mf zvukový filtr přivádí mf nosná obrazu a zvuku, která se zesílí v 1. mf zesilovači a v detektoru AM vzniká mezinosná 6,5 nebo 5,5 MHz; ta se přes keramický filtr vede do 2. mf zesilovače, a po detekci v demodulátoru FM se získá nf signál. Na výstup detektoru FM je připojen obvykle detekční laděný obvod a to buď keramický nebo *LC*. Přehled keramických filtrů pro mezinosný signál, detekční obvod a odlaďovače mezinosné je v tab. 3. Z tab. 3 je zřejmé, že použití keramického filtru v detektoru FM zvětšuje zkreslení. Pokud chceme splnit podmínky pro kvalitu hi-fi, musíme v detektoru použít jednoduchý laděný obvod nebo

Tab. 3. Přehled keramických filtrů pro mezinosný kmitočet

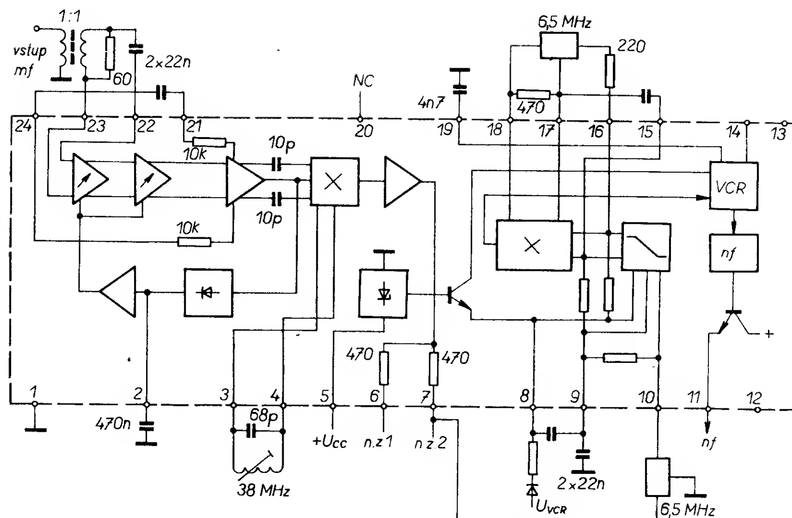
Typ	Výrobce	Šířka pásma pro 3 dB [kHz]	Šířka pásma pro 20 dB [kHz]	Vložný útlum [dB]	Potlačení nežádoucích kmitočtů [dB/MHz]	Vst./výst. impedance [Ω]
SFE5.5MC	Murata	150	550	6	25/±1	600
SFE6.0MB	Murata	160	600	6	25/±1	470
SFE6.5MB	Murata	160	630	6	25/±1	470
SFE5.5MB	Murata	100	400	8	30/±1	600
SFE6.74MC	Murata	100	400	8	30/±1	600
SFE6.0MC	Murata	100	420	6	25/±1	600
SFT5.5MA	Murata	100	350	9	50/±1	600
SFT5.74MA	Murata	100	350	9	50/±1	600
SFT6.0MA	Murata	100	400	9	50/±1	470
SFT6.5MA	Murata	100	400	9	50/±1	470
SP5,5	NDR	120	500	8	25/±1,5	600
SPF5.74	NDR	120	500	8	25/±1,5	600
SPF6.5	NDR	140	600	8	25/±1,5	470
CF5.5-C	MLR	150	550	8		600
CF6.5-C	MLR	160	650	8		470
FCM6,5	PLR	160	630	8		470
FCM5,5	PLR	150	550	6		600

Filtry pro detekčni obvody

Typ	Výrobce	Nf napětí [mV]	Šířka pásma pro 3 dB [kHz]	Činitel zkreslení [%]	Vhodný IO
CDA5.5MC10	Murata	800	±50	2	A224D,MDA4281V
CDA6.OMC10	Murata	800	±60	2	A224D,MDA4281V
CDA6.5MC10	Murata	800	±60	2	A224D,MDA4281V
OCM-5,5	PLR	600	±50		A224D,MDA4281V
OCM-6,5	PLR	600	±60		A224D,MDA4281V

Filtry pro odlaďovače

Typ	Výrobce	*f* odladění [MHZ]	Útlum na *f* [dB]	Šířka pásma odlad. útlumu 25 dB	*R* v měř. zapojení [Ω]
TPS4.5-6.5MA	Murata	4,5;6,5	20	30 kHz	220
TPS5.6-6.5MB	Murata	5,5;6,5	35		220
TPS5.5MB	Murata	5,5	35	40 kHz	220
TPS6.OMB	Murata	6,0	35	40 kHz	220
TPS6.5MB	Murata	6,5	35	40 kHz	220
ECM-5.5-6.5	PLR	5,5;6,5	30	80 kHz	220
ECM-5.5	PLR	5,5	30	80 kHz	220
ECM-6.5	PLR	6,5	30	80 kHz	220



Obr. 8. Blokové zapojení IO MDA4281V

pásmovou propust, s nimi lze dosáhnout zkreslení menšího než 0,3 %.

Pro 1. mf zvukový zesilovač můžeme použít následující IO: A240D, A241D nebo TDA2545A. Obvykle však bývá sdružen do jednoho IO 1. mf zesilovač s obrazovým detektorem i 2. mf zesilovač s detektorem FM (jako je tomu např. u IO MDA4281V, TESLA Rožnov, TDA4282, Siemens nebo TDA2546A, Valvo). Pro pochopení funkce KPP si popíšeme funkci IO MDA4281V, jehož blokové zapojení je na obr. 8. Jako 1. mf zvukový zesilovač je použit třístupňový diferenční zesilovač, u něhož jsou první dva stupně řízeny obvodem AVC. Signál s mf nosnou obrazu a zvuku je přiváděn na symetrický vstup 1. mf zesilovače signálu AM a je zesílen v širokopásmovém třístupňovém zesilovači. Z výstupu třetího stupně AM zesilovače je signál veden na jeden vstup kvazisynchronního demodulátoru AM a na jeho druhý vstup je připojen fázovací obvod, naladěný na nosnou obrazu. Činitel jakosti tohoto obvodu by měl být asi 60 a šířka pásma $B_{2\,dB}$ = 700 kHz. Mezinosná jako produkt kvazisynchronního demodulátoru AM je vyvedena na vývod *6* a *7* IO, takže je možné připojit další obvody, jak je to nutné při stereofonním příjmu nebo příjmu DUO. Na výstup třetího stupně 1. mf zesilovače AM je připojen detektor AVC. Napětí AVC je filtrováno kondenzátorem na vývodu *2* IO a po zesílení v zesilovači AVC vedeno na první dva stupně 1. mf zesilovače. Rozsah regulace AVC je 55 dB pro U_2 = 0 až 5 V, vstupní odpor R_{2-4} = 10 kΩ, vstupní impedance Z_{22-23} = 1,8 kΩ a výstupní odpor R_6 = 500 Ω, R_7 = 50 Ω. Napájecí napětí U_5 = 11 až 15 V a napájecí proud I_5 = 80 mA. Podobně je zapojen i 1. mf. zesilovač v obvodech řady TDA.

Zvukový mezinosný signál je z vývodu *7* IO přes keramický filtr mezinosné veden přes vývod *10* IO na vstup osmistupňového omezujícího zesilovače. Z výstupu tohoto zesilovače FM je signál veden na jeden vstup koincidenčního demodulátoru FM a na jeho druhý vstup je připojen fázovací obvod. Zesílený nf signál je vyveden na vývody *11* a *14* IO. Vstupní napětí pro zesilovač FM je 80 μV, výstupní napětí U_{11} = 260 mV a U_{14} = 600 mV, potlačení AM je AMR = 42 dB, signál se při přehrávání z videomagnetofonu (VCR) zesílí až na 0,5 V, přeslech CT_{14-11} = 50 dB, vstupní impedance Z_{9-10} = 800 Ω; vstupní odpor R_{17-18} = 5,4 kΩ, odstup signál-šum = 85 dB, vstupní odpor pro záznam VCR R_{14} = 0,5 kΩ a pro přehrávání VCR = R_{14} = 10 kΩ, odpor pro deemfázi R_{19} = 10 kΩ, spínací proud pro vypínání vf části obvodu I_8 = 0,3 až 1 mA. Praktické zapojení pro normu CCIR a OIRT je na obr. 9.

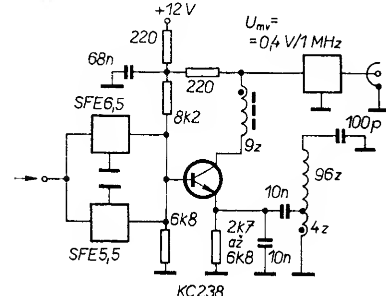
Pokud pro 1. mf zesilovač použijeme obvody A240D nebo A241D, musíme pro 2. mf zesilovač FM použít IO A223D nebo A224D. Pro zpracování vysílání „stereo" nebo „duo" je možné použít obvod TDA 229 (Siemens) nebo TDA2555 (Valvo). Pro zpracování 1. mf signálu a dvou mezinosných signálů jsou vhodné IO TDA2556 nebo TDA2558 fy Valvo.

Úpravy zahraničních TVP pro příjem zvuku OIRT

V posledních letech bylo do ČSSR dovezeno několik tisíc BTVP, které i přes veškerou snahu nejsou bez dalších úprav vhodné pro příjem zvuku v normě OIRT. Jedná se zejména o BTVP zakoupené v NSR pro normu „OST". I když mají dekodér barev pro příjem PAL/SECAM, jsou tyto BTVP vhodné pouze pro příjem v NDR, kde se používá mezinosná zvuku 5,5 MHz (a nikoli 6,5 MHz, jako v našich BTVP). Jak normě CCIR-B/G, tak i normě OIRT vyhovují pouze BTVP s označením „Multinorm".

Pokud máte již zakoupen BTVP, který není schopen zpracovat zvuk podle normy OIRT, je nutné udělat následující opatření: Zajistit od daného BTVP schéma zapojení a zjistit, používá-li se v BTVP filtr PAV a zda televizor pracuje s mezinosným nebo kvaziparalelním odběrem zvukového doprovodu. Dále je nutné při použití filtru PAV zjistit, který konkrétní filtr PAV je použit v daném přijímači a na jaký mf obrazový kmitočet je naladěn. Obvykle to bývá kmitočet 38 MHz nebo 38,9 MHz. Pokud je použit filtr PAV fy Siemens nebo Murata, poslouží nám k vyhledání vhodné náhrady tab. 2. Uvedeme si to na příkladu: V BTVP je použit filtr PAV typu OFW368, který je nutné nahradit filtrem PAV OFW K1950. Pokud je použit filtr PAV OFW G1956, musíme ho nahradit filtrem PAV OFW K2950, aby BTVP byl schopen pracovat jak v normě CCIR, tak OIRT. Dále je nutné před 2. mf zesilovač FM připojit keramický filtr SFE 6,5 nebo podobný (viz tab. 3) a fázovací obvod detektoru FM doplnit fázovacím článkem naladěným na 6,5 MHz.

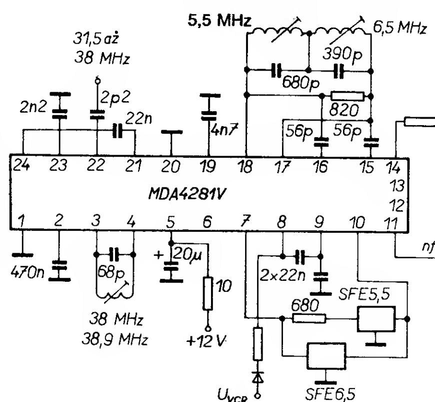
Další možností je mezi videodetektor AM a vstup mezinosného zesilovače FM zapojit převodník norem (Tonumsetzer) podle obr. 10. Tento převodník, jehož kmitající směšovač s tranzistorem např. KC238 osciluje na kmitočtu 1 MHz, produkuje však i signály nežádoucích kmitočtů, které způsobují rušení ve video a nf signálu.



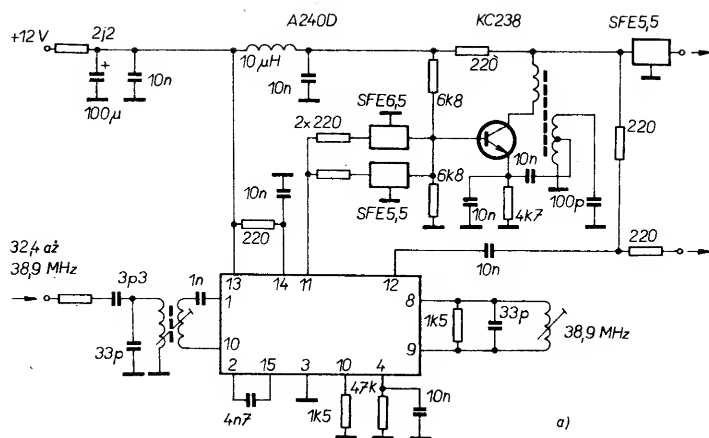
Obr. 10. Zapojení převodníku zvuků OIRT, CCIR při mezinosném zpracování zvuku

Pro signál obrazového mf kmitočtu je možné použít i filtr PAV FP3P9-451 ze SSSR, který je použit v nových, k nám dovážených BTVP. Pokud se nepodaří zajistit náhradu stávajícího filtru PAV, je možné ponechat v přijímači původní filtr PAV a na zvláštní destičce zhotovit KPP podle obr. 9 nebo 11. Tranzistor na obr. 11a pracuje jako kmitající směšovač s oscilačním kmitočtem 1 MHz a na obr. 11b s oscilačním kmitočtem 12 MHz. Tento modul KPP má vstup připojen obvykle do kolektoru tranzistoru, kam je připojen vstup filtru PAV, a to buď přes kondenzátor s malou kapacitou, popř. lze nahradit tlumivku v jeho kolektoru transformátorem s převodem 1:1, na jehož sekundární stranu připojíme vstup modulu KPP. Pokud chceme poslouchat jak silné, tak slabé vysílače, je nutné na vstup modulu KPP zapojit pásmovou propust (přes oddělovací tranzistor), jejíž jeden obvod je naladěn na nosnou zvuku a druhý na nosnou obrazu a ty naladit tak, aby střední kmitočty obrazového pásma byly co nejvíce potlačeny. Někteří upravovatelé, aby získali zvuk OIRT, to dělají i tak, že filtr PAV překlenou kondenzátorem s malou kapacitou. Před takovou úpravou však výslovně varuji, protože na vstup IO mf obrazu se dostanou zpožděné a nezpožděné signály (a to jednak přes filtr PAV a jednak přes kondenzátor překlenující filtr PAV), které mohou způsobit vznik duchů na obrazovce a tudíž zhorší jakost obrazu.

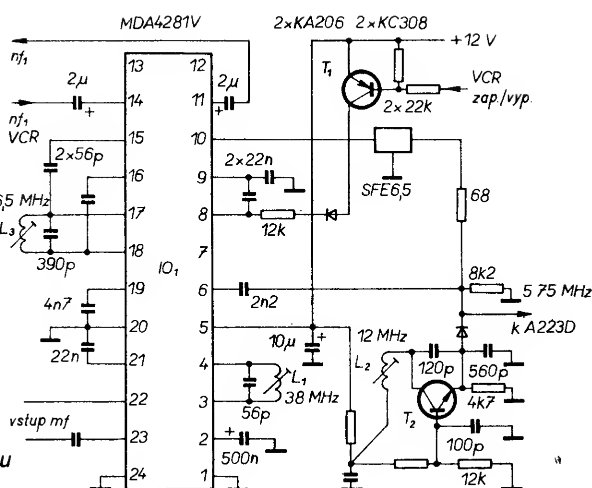
Filtr PAV vyhovující příjmu jak v normě OIRT, tak i CCIR a určený pro kvaziparalelní provoz, byl vyvinut v TESLA VÚST a s jeho výrobou se zatím nepočítá. Je pravděpodobné, že podobný filtr bude vyrábět i fa Siemens pro BTVP Multinorm. Jak již bylo uvedeno, je nutné jak při mezinosném, tak i kvaziparalelním provozu použít selektivní obvody a to jak na vstupu mf zesilovače mezinosné, tak i u detektoru FM. Na vstupu se obvykle používají keramické filtry 5,5 nebo 6,5 MHz nebo obojí, které vyrábějí fy Murata, NDR, MR a PLR, jejichž přehled je v tab. 3. V tab.



Obr. 9. Zapojení kvaziparalelního zvukového kanálu pro 5,5 a 6,5 MHz



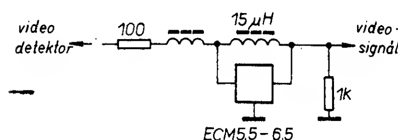
Obr. 11a. Zapojení převodníku zvuku s IOA240D



Obr. 11b. Zapojení převodníku zvuku s IO MDA4218V

3 jsou uvedeny i filtry pro fázovací obvod detektoru FM a odlaďovače do videokanálu, vyráběné fy Murata a v PLR. Místo keramických filtrů je možné použít i laděné filtry soustředěné selektivity sestavené z obvodů *LC*. K takovémuto řešení sáhneme jen tehdy, není-li k dispozici keramický filtr na daný mf kmitočet, jako je to v případě druhé mezinosné OIRT (6,26 MHz) pro příjem vysílání „stereo" nebo DUO.

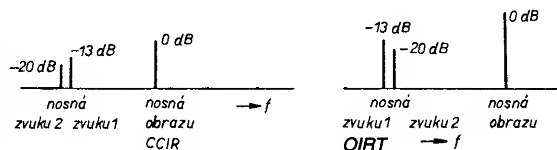
V tab. 3 jsou uvedeny i odlaďovače 5,5 MHz a 6,5 MHz, vyráběné firmou Murata a v PLR, které se zapojují do cesty obrazového signálu pro odladění mezinosných signálů; jejich praktické zapojení je na obr. 12.



Obr. 12. Zapojení keramického odlaďovače do videokanálu

Stereofonní a dvoujazyčný doprovod

Počátkem tohoto desetiletí se v NSR začalo pokusně s vysíláním stereofonního a dvoujazyčného (DUO) zvukového doprovodu, se kterým se pokusně počítá i v ČSSR. V tab. 4 jsou uvedeny parametry pro vysílání



Obr. 13. Spektrum nosných kmitočtů při „stereo" nebo „duo" pro OIRT a CCIR

Obr. 14. Kmitočtové spektrum mezinosného signálu

STEREO a DUO v normách ČCIR a OIRT. Spektrum vysílaných kmitočtů je tvořeno nosnou obrazu, první nosnou zvuku (smísením vznikne mezinosná 5,5 nebo 6,5 MHz) a druhou nosnou zvuku (mezinosný kmitočet 5,74 nebo 6,26 MHz). Spektrum těchto nosných je na obr. 13. Aby bylo možné TV monofonním vysílačem přenášet i vysílání „stereo", je první nosná zvuku kmitočtově modulována informací L+P, kdežto druhá nosná zvuku informací 2P. Maximální kmitočtový zdvih je ±50 kHz a jmenovitý kmitočtový zdvih ±30 kHz. O tom, zda je vysíláno MONO, STEREO nebo DUO informují identifikační signály 117,5 Hz při vysílání STEREO nebo 274,1 Hz při DUO, které jsou amplitudově namodulovány s hloubkou modulace m = 0,5 na signál pilotního kmitočtu 54,6875 kHz. Druhá nosná zvuku je kmitočtově modulována signálem pilotního kmitočtu s kmitočtovým zdvihem ±2,5 kHz.

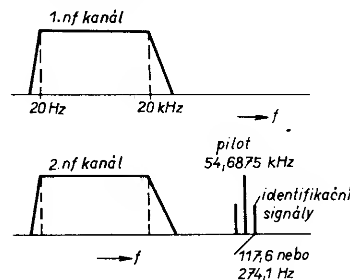
Kmitočtové spektrum mezinosného kmitočtu za 1. mf zvukovým stupněm je na obr. 14. Po demodulaci a filtraci zvukové mezinosné dostaneme nf spektrum podle obr. 15, které odpovídá parametrům uvedeným v tab. 4. Informaci STEREO můžeme zpracovat maticově, když dvakrát zesílíme amplitudu demodulovaného signálu prvního kanálu a odečteme od něho nf signál druhého kanálu podle vztahu

$$2(L+P)-2P = 2L.$$

Demodulovaný identifikační signál je použit k řízení obvodů logiky, z které je řízen výstupní přepínač provozu v nf kanálech. Při vysílání MONO není signál pilotního kmitočtu modulován identifikačními signály. Při vysílání STEREO nebo DUO je ve zvukovém kanálu za 1. mf zvukovým filtrem zapojen 1. mf zvukový zesilovač s detektorem AM, první a druhý zesilovač FM s detektory signálu FM, dekodér nf signálu s obvody řízení nf signálu, obvod pro úpravu nf signálu a dva nf výkonové zesilovače. Blokové alternativní zapojení takového zvukového kanálu bez výkonových zesilovačů je na obr. 16.

Druhý zesilovač FM pro druhou mezinosnou

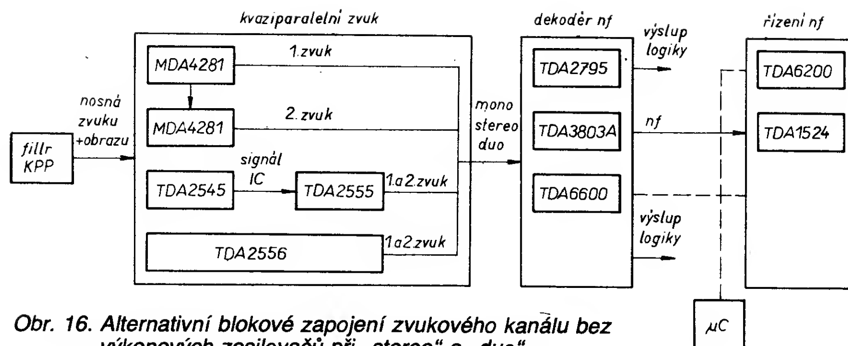
Protože jsme popis zesilovače FM pro první mezinosnou již uvedli v první části, nebudeme se jím již zabývat. Při KPP je při provozu STEREO nebo DUO potřebný i 2. zesilovač FM pro druhou mezinosnou 5,74 nebo 6,26 MHz. Zapojení takového zesilovače FM je až na vstupní filtr podobné zapojení části FM z obr. 9.



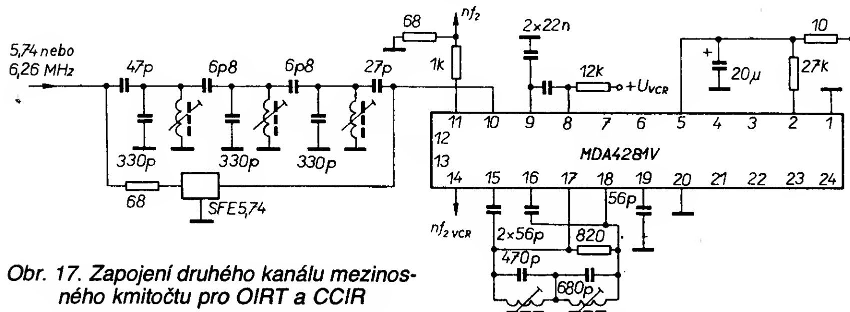
Obr. 15. Nf spektrum při „stereo" a „duo"

Tab. 4. Norma pro vysílání stereo/dvoujazyčný doprovod (DUO)

	Kanál 1 CCIR	Kanál 2 CCIR	Kanál 1 OIRT	Kanál 2 OIRT
Nosná zvuku [MHz]	33,4	33,158	31,5	31,742
Stabilita nosné zvuku [Hz]	±500	±500	±200	±200
Jmenovitý výkon zvuku/mv výkon obrazu	13 dB	20 dB	13 dB	20 dB
Pásmo modulačních kmitočtů [kHz]	0,04 až 15	0,04 až 15	0,04 až 15	0,04 až 15
Preemfáze [μs]	50	50	50	50
Jmenovitý kmitočtový zdvih při f_{mod} = 500 Hz a maximální hlasitosti	±30 kHz	±30 kHz	30 kHz	32,5 kHz
Kmitočtový zdvih modulace identifikačního signálu [kHz]		±2,5(±0,5)		±2,5(±0,5)
Kmitočet pilotního signálu [kHz]		54,6875(±5 Hz)		54,6875
Hloubka modulace [%]		50		50±5
Modulační kmitočet [Hz] při				
mono		nemodulovaný		nemodulovaný
stereo		117,5		117,5
dvojzvuk		274,1		274,1
Složky zvukového signálu při vysílání				
mono	mono	mono	mono	mono
stereo	L+P	2P	(L+P):2	P
duo	kanál A	kanál B	kanál A	kanál B



Obr. 16. Alternativní blokové zapojení zvukového kanálu bez výkonových zesilovačů při „stereo" a „duo"



Obr. 17. Zapojení druhého kanálu mezinosného kmitočtu pro OIRT a CCIR

Praktické zapojení 2. mf zesilovače FM s příslušným detektorem FM je na obr. 17. Druhá mezinosná je odebírána z vývodu *6* na obr. 9 a přes keramický filtr 5,74 MHz nebo přes filtr *LC* soustředěné selektivity 6,26 MHz vedena na vstup osmistupňového omezujícího zesilovače v IO MDA4281V. Filtr *LC* soustředěné selektivity je nutné použít proto, že v současné době se keramické filtry pro kmitočet 6,26 MHz nevyrábějí. Z výstupu 2. mf zesilovače FM je signál veden na jeden vstup detektoru FM a na jeho druhém vstupu jsou zapojeny do série spojené fázovací obvody laděné na 5,74 MHz a 6,26 MHz. Vzhledem k blízkosti obou kmitočtů je nutné věnovat zvýšenou péči naladění obvodů (abychom dostali žádaný výsledek).

Místo IO MDA4281V je možné po úpravě použít i IO A223D, který má menší příkon. Blokovat vf signály u MDA4281V je možné přivedením napětí na vývod *2* a u A223D na vývod *13*. Nf signál z výstupu 1. mf zesilovače FM je dále označen jako NF1 a z výstupu 2. mf zesilovače FM jako NF2.

Dekodér nf signálu

Zapojení dekodéru nf signálu je na obr. 18. NF1 a NF2 jsou vedeny jednak do obvodu matice, přes niž procházejí signály MONO nebo STEREO, a jednak z NF2 je vybírán pilotní signál s identifikačními signály, kterými je automaticky ovládán obvod pro úpravu nf signálu. V jednom nf kanálu je před zesilovačem zapojen odporový trimr, kterým se nastavuje stejná amplituda NF1 a NF2 na vstupu matice a tak se dosahuje maximálního oddělení obou kanálů při vysílání STEREO. Kondenzátory deemfáze nesmí omezovat potřebnou šířku pásma. Vstupní signály NF1 a NF2 musí mít i stejnou fázi. Signál pilotního kmitočtu 54,6875 kHz je amplitudově modulován ($m = 0,5$) signálem o kmitočtu 117,5 Hz při STEREO nebo o kmitočtu 274,1 Hz při DUO. Obvod *LC* na výstupu zesilovače AM pilotního signálu musí mít takovou šířku pásma, aby indentifikační signál 274,1 Hz nebyl potlačován o více než 1 dB. Tím je i definována jakost *Q* obvodu *LC*.

Selektivní obvody indentifikačních signálů jsou zapojeny jako aktivní pásmové propusti s malou šířkou pásma a proto i součástky použité ve filtrech musí mít malou toleranci a dobrou teplotní stabilitu.

Řídicí logika musí dovolit posluchači volbu MONO nebo STEREO při vysílání DUO. Zmenší-li se poměr signál-šum pod určitou mez, musí logika přepnout automaticky ze STEREO na MONO.

Dekodér nf signálu TDA 2795

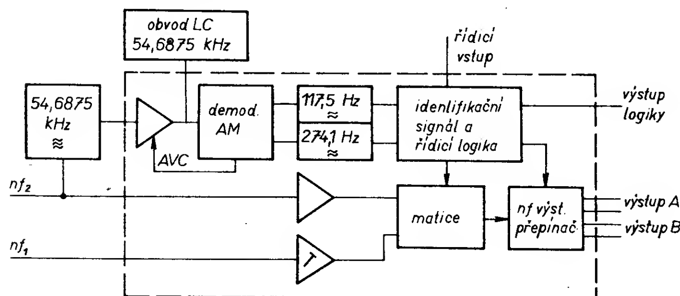
Dekodér nf signálu na obr. 19 má tyto funkce:

– zesiluje pilotní signál 54,6875 kHz s identifikačními signály a reguluje zisk (AVC) tohoto zesilovače pilotního signálu;
– detekuje pilotní signál a generuje identifikační signál 177,5 Hz nebo 274,1 Hz;
– pracuje jako aktivní pásmové propusti obou identifikačních signálů;
– vyhodnocuje a logicky zpracovává identifikační signály;
– budí indikátor STEREO (svítivá dioda).

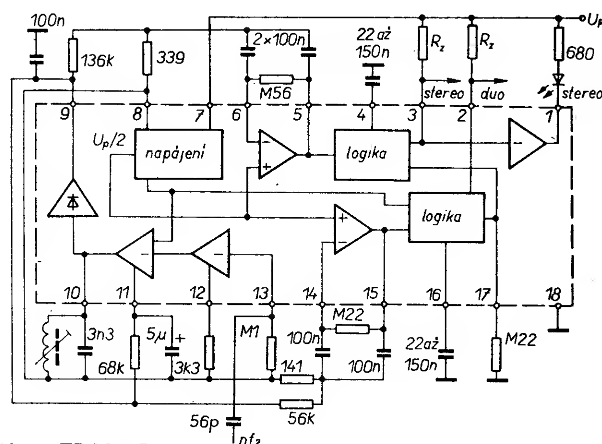
Amplitudově modulovaný pilotní signál 54,6875 kHz je vybrán z nf informace 2P horní propustí 28 kHz tvořenou filtrem *RC* (kondenzátor 56 pF a rezistor 100 kΩ) na přívodu k vývodu *13*. Zesílený modulovaný pilotní signál je veden do detektoru obálky, na jehož výstupu (vývod *9*) je detekovaný identifikační signál. Ten je dále veden do dvou aktivních pásmových propustí na vývodech *5* a *6* a vývodech *14* a *15*. Propust na vývodech *5* a *6* je naladěna na kmitočet 117,5 Hz (STEREO) a na vývodech *14* a *15* na kmitočet 274,1 Hz (DUO). Po vyhodnocení a logickém zpracování jsou na vývodech *2* a *3* (otevřený kolektor) následující úrovně TTL

druh provozu:	vývod 2	vývod 3
MONO (chybí identifikace, druhá nosná zvuku nebo slabý signál)	0	0
DUO (identifikace 274,1 Hz)	1	0
STEREO (identifikace 117,5 Hz)	0	1

Divákovi musí být umožněna volba MONO/STEREO a volba kanálu A nebo B při vysílání DUO. Rovněž při zhoršení odstupu signál-šum pod danou mez musí logika přepnout na MONO při vysílání STEREO anebo na kanál A během vysílání DUO. Zapojení potřebných obvodů, zajišťujících tyto požadavky, je na obr. 20. Logické obvody musí realizovat divákovy požadavky při vysílaném identifikačním signálu a také blokovat jinou činnost během přepínání na další program. V systému je vytvořen druhý pár výstupů pro sluchátka (současný simulátor příjem obou jazyků při vysílání DUO) nebo záznam na magnetofon. Logické obvody musí dovolit i volbu provozu odděleně jak v primárním, tak i sekundárním páru výstupů. Proto je obvod na obr. 20 sestaven ze dvou stejných částí, které dovolují nezávislé operace, a které mají ošetřené výstupy proti zákmitům tlačítek. Druh provozu volí divák tlačítkem nebo páčkovým přepínačem. Zvolenému způsobu provozu odpovídá pak i stav dvou klopných obvodů. Do logického obvodu jsou přivedeny i výstupy S a DS z vývodů *2* a *3* IO TDA2795. „Stereobit" (S-bit) na výstupu klopného obvodu STEREO se mění pouze při příjmu STEREO (S = 1) a „duobit" (D-bit) se mění na výstupu klopného obvodu DUO při příjmu DUO (DS = 1). Tyto dva klopné obvody by postačily, pokud by nevadil různý počáteční stav nastavení. Pokud by tento stav vadil, je nutné použít další logická hradla k tomu, aby se při sepnutém spínači obvod nastavil na STEREO při



Obr. 18. Blokové zapojení nf dekodéru



Obr. 19. Zapojení nf dekodéru s TDA2795

Tab. 5. Provozní stavy obvodu na obr. 19 a 20

Vysílání	Výstup TDA2795		Volený příjem	S-bit	D-bit	Indikace		Řízení TDA1029		Výstup TDA1029 vývod		Reprodukovaný zvuk
	U_2	U_3				LED 1/3	LED 2/4	U_{12}	U_{13}	*15*	*9*	
mono	0	0	x	x	x	vypnuty		1	0	mono	mono	mono
stereo	0	1	stereo	0	x	zap	zap	1	1	2L	2P	stereo
stereo slabé	0	1	mono	1	x	vyp	vyp	1	0	L+P	L+P	mono ze stereo
stereo	0	0	x	x	x	vyp	vyp	1	0	L+P	L+P	mono ze stereo
duo	1	0	kan. A	x	0	zap	vyp	1	0	kan. A	kan. A	duo, kan. A
duo slabé	1	0	kan. B	x	1	vyp	zap	0	x	kan. B	kan. B	dva zvuky
duo	0	0	x	x	x	vyp	vyp	1	0	kan. A	Kan. B	duo, kan. A

x = nedefinováno, U_{11} = 1 nebo nezapojen (TDA1029)

vysílání „stereo" a na kanál A při vysílání DUO. Logikou na obr. 20 je ovládán nf přepínač zdrojů s IO TDA1029. Pracovní stavy obvodu a odpovídající indikace svítivými diodami jsou uvedeny v tab. 5. Obvod velmi nepatrně zvětšuje zkreslení a nezhoršuje poměr signál-šum. Oddělení kanálů při vysílání „stereo" nebo DUO je asi 60 dB v rozsahu kmitočtů 50 Hz až 12 kHz.

Dekodér nf signálu TDA3803A

IO TDA3803A, jehož blokové zapojení je na obr. 21, slouží k dekódování nf signálů a přepínání nf výstupů v systémech TV a VCR. Obsahuje-li vstupní signál pilotní signál, identifikační signál přepíná obvody vestavěnou logikou na provoz MONO/STEREO/DUO. IO kontroluje poměr signál-šum a podle tohoto poměru nastavuje automaticky způsob provozu, stejně tak přepíná výstupy A a B na reproduktor nebo na sluchátka. Obvod je sestaven ze zesilovače pilotního signálu, detektoru AM, obvodu AVC, matice, nf výstupního voliče, identifikace, řídicí logiky a napájecího zdroje.

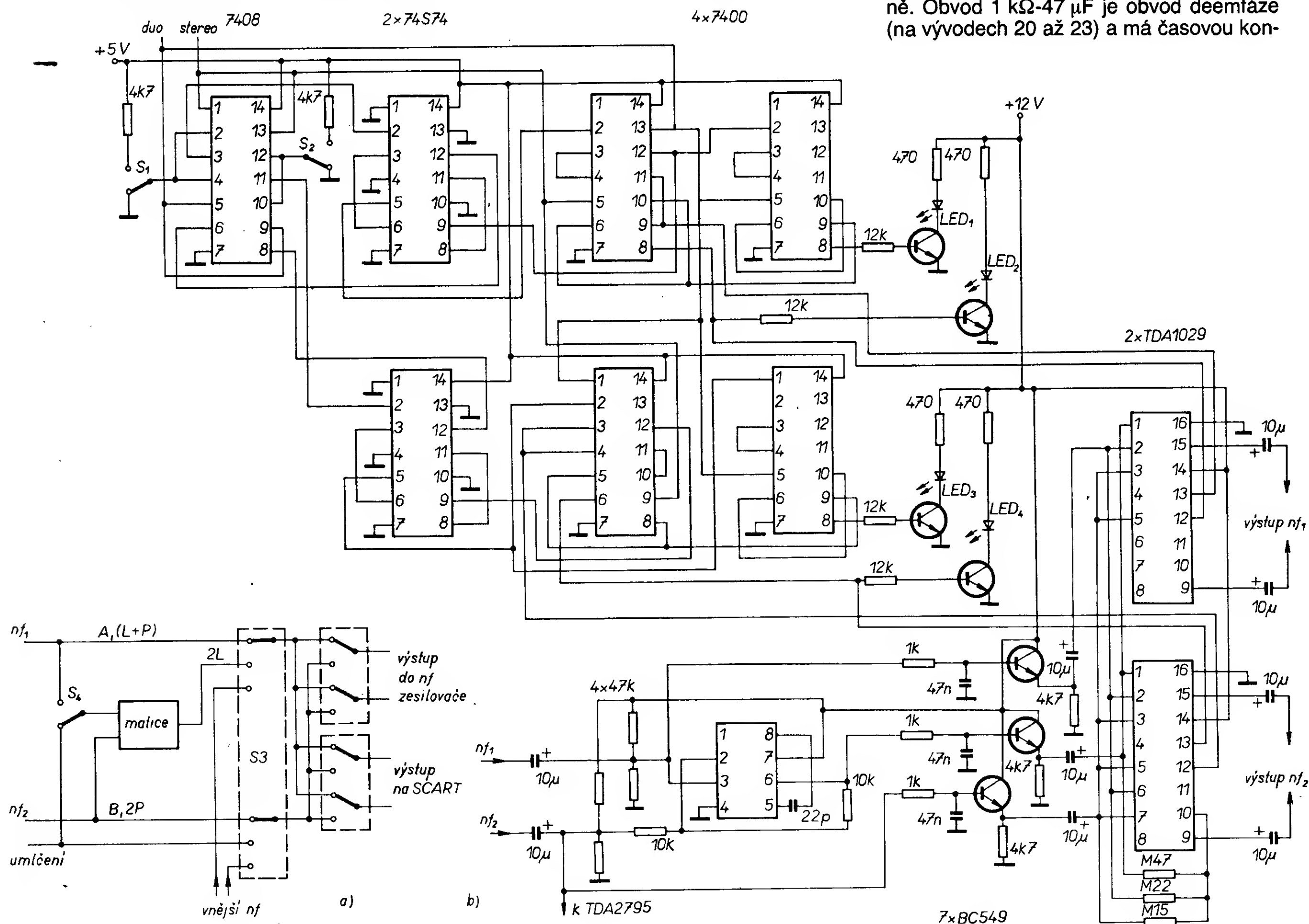
Druhá zvuková nosná je vysílána s nosnou pilotní signálu 54,6875 kHz. Při stereofonním vysílání je pilotní signál amplitudově modulován kmitočtem 117,5 Hz, při vysílání DUO kmitočtem 274,1 Hz a při vysílání monofonním není pilotní signál amplitudově modulován. Kmitočet pilotního signálu je 3,5násobkem kmitočtu řádkového a je jím synchronizován. Za demodulátorem FM druhé nosné zvuku je nosná pilotní signálu součástí signálu NF2, z něhož je pilotní signál odfiltrován. Horní propust 54,6875 kHz je sestavena z rezistoru 5,6 kΩ a kondenzátoru 1 nF a má dolní mezní kmitočet 28 kHz pro pokles −3 dB. Pilotní signál je přes vývod *3* přiveden na vstup zesilovače pilotního signálu, na jehož výstupu je detektor AM, který má na výstupu stejnosměrnou a střídavou složku. Ss složka je oddělena dolní propustí 56 kΩ, 47 µF s časovou konstantou asi 2 s, která je dostatečně dlouhá pro odfiltrování střídavé složky. Ss složka je použita pro řízení zisku zesilovače pilotního signálu v rozsahu 40 dB. Selektivita kanálu pilotního signálu je určena obvodem *LC* na vývodu *1* a musí být nastavena tak, aby nebyla potlačována postranní pásma pilotního signálu. Pro potlačení 1 dB postranních pásem kmitočtu 274,1 Hz je *Q* obvodu asi 50 až 60.

Střídavá složka je vlastně identifikační signál STEREO nebo DUO. Tento identifikační signál je veden do aktivní pásmové propusti *RC* 177,5 Hz a 274,1 Hz, jejíž základní zapojení je na obr. 22. Na výstupu filtru jsou identifikační bity, z nichž jeden indikuje přítomnost modulace nosné pilotního signálu (označuje vysílání MONO) a druhý rozlišuje mezi vysíláním STEREO a DUO (viz tab. 6). Identifikační bity jsou vedeny jednak do matice a jednak přes řídicí logiku spínají indikátory LED. Když indikátory LED svítí, je nf signál na výstupu A.

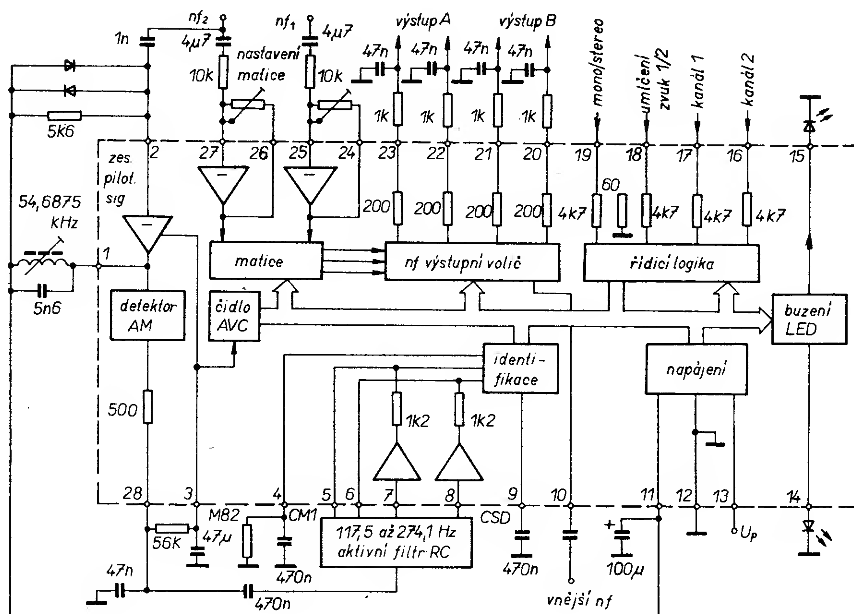
Vstupní signály NF1 a NF2 jsou přivedeny do operačních zesilovačů, které mají kompenzaci ofsetu pro minimalizaci spínacího šumu během volby zdroje. Úrovně nf signálů mohou být nastaveny potenciometry na vývodech *24* a *27*. Jejich regulační rozsah je asi ±2 dB a stačí ke kompenzaci výstupní úrovně demodulátorů FM a pro nastavení optimálních přeslechů mezi stereofonními kanály. Obvodem matice je oddělen pravý a levý kanál při vysílání STEREO.

Při vysílání MONO je výstupní signál (L+P) připojen do obou kanálů. Výstupní nf signály jsou logikou spínány na výstupy A a B.

Při vysílání DUO jsou oba výstupy odděleny a je možné přepínat NF1 a NF2 a obráceně. Obvod 1 kΩ-47 µF je obvod deemfáze (na vývodech 20 až 23) a má časovou kon-



Obr. 20. Řídicí logika, matice a nf přepínač se dvěma nf výstupy



Obr. 21. Blokové schéma IO TDA3803A

stantu 47 μs. Při vstupním signálu NF1 = NF2 = 0,5 V, 1 kHz a při nosné pilotního signálu 16 mV jsou výstupní signály 0,5 V. Je tedy zisk IO jednotkový. Poměr signál-šum je 65 dB a zkreslení 0,05 %. Oddělení kanálů je při „stereo" 40 dB a při DUO 60 dB. Maximální zbytkové napětí na vstupech pro řídicí signál (vývody *16* a *19*) je 0,8 V a minimální spínací napětí na těchto vstupech je 2 V.

Nf dekodér TDA6600

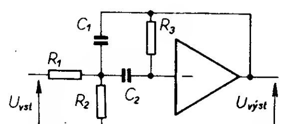
Tento typ nf dekodéru je i ve výhledových plánech TESLA. IO TDA6600 je sestaven z dekodéru pilotního signálu a identifikačních signálů pro několikakanálový TV zvuk a z matice pro dekódování informací L a P. Vyznačuje se zvětšenou spolehlivostí a rychlostí spínání, danou dvěma obvody PLL pro indetifikační signál 117,5 Hz (STEREO) a 274,1 Hz (DUO), oddělenou volbou šířky pásma selektivity pro DUO (vývody *17* a *18*) a STEREO (vývody *14* a *15*), odděleným nastavením časové konstanty PLL pro DUO (vývod *10*) a STEREO (vývod *11*), nastavitelným potlačením rušení pro DUO (vývod *8*) a STEREO (vývod *9*), přeslechy nezávislými na toleranci použitých součástek (neboť přeslechy se nastavují ss napětím). Je možné připojit videomagnetofon, je-li obvod PLL synchronizován signálem 15 625 Hz.

IO TDA6600 je sestaven ze dvou funkčních bloků: dekodéru pilotního signálu a sterefonní matice s možností připojení na SCART. Dekodér pilotního signálu je doplněn dvěma obvody PLL pro získání požadovaných srovnávacích kmitočtů (54,96 kHz a 54,8 kHz), odvozených z řádkového kmitočtu, a fázového detektoru regulační smyčky, pracujícího na kmitočtech 117 Hz a 270 Hz. Dále je dekodér doplněn čtyřmi demodulátory pro vyhodnocení pilotního signálu 54 kHz.

Kondenzátory na výstupu směšovače určují šířku pásma (a tak i odstup signál-rušení) identidikačních signálů.

Dále do IO patří i obvod vyhodnocení dekódovaného provozu STEREO/DUO/MONO, který je řízen výstupní úrovní směšovače. Signály STEREO, DUO jsou přes integrátor zpožděny (zpoždění se zabezpečuje vnějšími kondenzátory). Připojená logika dává informaci MONO, DUO nebo STEREO do matice a čtyřúrovňového vstupu/výstupu (vývod *7*), kterým se řídí IO TDA6200. Je-li tento vývod externě spojen se zemí (např. z TDA6200, vyhodnotí dekodér tento signál jako nucené MONO.

Druhým funkčním blokem je matice s výstupy pro deemfázi a výstupy na SCART. Signálem „umlčení" lze matici odpojit. Zapojení TDA6600 je na obr. 23.

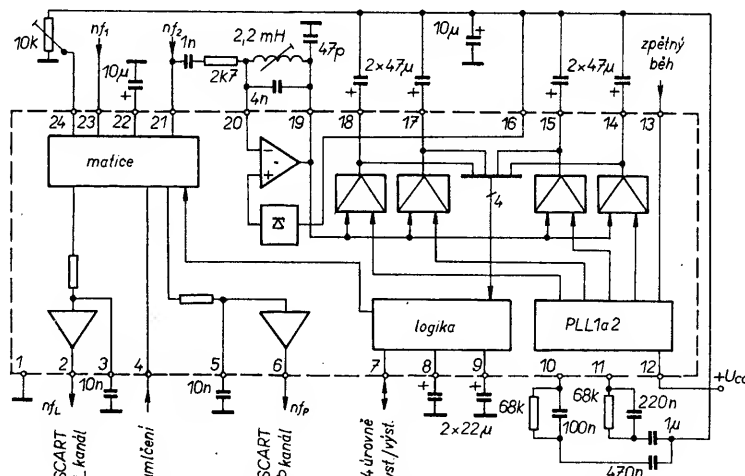


Obr. 22. Zapojení nf aktivního filtru

Obvody pro úpravu nf signálu

Mezi obvody pro úpravu nf signálu lze zařadit korektory tónu, regulátory hlasitosti a vyvážení, přepínače zdrojů signálu, regulátory šířky báze stereofonního signálu a obvody, které upravují monofonní signál na signál pseudostereofonní.

Mezi elektronické korektory výšek a hloubek a regulátory hlasitosti a vyvážení lze zařadit např. IO A1524D, MDA4290 a TDA4292. Na vstupu A1524D je zapojen sledovač napětí, který slouží jako oddělovací stupeň mezi vstupem a dalšími obvody IO. Následující regulátor hlasitosti je sestaven ze zesilovače s proudovým vstupem a z elektronického potenciometru, jehož výstup je spojen se vstupem zpětnovazebním obvodem. Další zpětná vazba je zavedena přes řiditelný zdroj proudu z proudového výstupu regulátoru hlasitosti na jeho vlastní vstup a také na vstup signálu (vývod *4*). Maximální možné zesílení signálu je asi



Obr. 23. Blokové zapojení nf dekodéru s IO TDA6600

Tab. 6. Nf výstupy a indikátory LED

Vysílání	výstup A P	výstup A L	výstup B P	výstup B L	LED výv. *15*	LED výv. *14*
MONO	mono	mono	mono	mono	vyp	vyp
STEREO						
zvoleno stereo U_{19-12} = 2 V min.	stereo	stereo	stereo	stereo	zap	zap
zvoleno mono U_{19-12} = 0,8 V max.	mono	mono	mono	mono	vyp	vyp
DUO						
volen zvuk 1 U_{17-12} = 0,8 V max.	NF1	NF1	–	–	zap	vyp
volen zvuk 2 U_{17-12} = 2 V min.	NF2	NF2			vyp	zap
volen zvuk 1 U_{16-12} = 2 V min.	–	–	NF1	NF1	–	–
volen zvuk 2 U_{16-12} = 0,8 V max.	–	–	NF2	NF2	–	–

21 dB. Kromě toho je v tomto stupni realizována regulace vyvážení stereofonních kanálů posuvem pracovního bodu regulační charakteristiky v pravém a levém regulátoru hlasitosti. Takové zapojení regulátoru hlasitosti má tu výhodu, že jednak je dosaženo velké přebuditelnosti a jednak při velkém vstupním signálu a současném zdůraznění v korektoru tónu je vyloučeno vnitřní přebuzení.

Základní šum následného korektoru tónů se při regulaci nemění, ale lze ho kompenzovat. K tomu lze využít definovaného zeslínení regulátoru hlasitosti tak, že je dosaženo zlepšení odstupu signál-šum v účinné části rozsahu regulace hlasitosti.

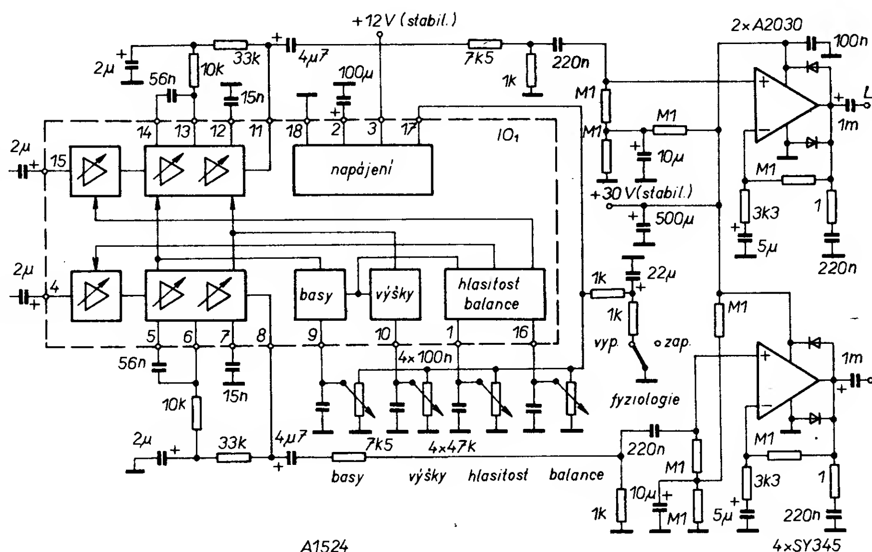
Druhý vstup regulátoru hlasitosti je veden do regulátoru hloubek, který je zapojen podobně jako regulátor hlasitosti. Kmitočtově závislý proud signálu je z vývodu *5* IO veden do elektronického potenciometru, u něhož lze řídicím napětím měnit zesílení a zpětnou vazbu pro zdůraznění nebo potlačení hloubek. Kondenzátorem 56 nF, zapojeným mezi vývody *5* a *6* IO, lze nastavit kmitočet zlomu charakteristiky na 430 Hz.

Nf signál je veden dále do korektoru výšek, který pro svou funkci potřebuje jeden vnější kondenzátor, zapojený mezi vývod *7* (*12*) a zem. S kondenzátorem 15 nF je dosažen kmitočet zlomu charakteristiky asi 2,8 kHz. Z vývodu korektoru výšek jde signál do oddělovacího obvodu s operačním zesilovačem se zpětnou vazbou a z jeho výstupu je veden k dalšímu zpracování. Výstup IO je na vývodu *8* (*11*).

Další součástí IO je vnitřní napájecí zdroj s obvodem pro potlačení brumu – z něj se získá referenční napětí, které je vyvedeno na vývod *17*. Referenční napětí 3,8 V je maximálním napětím pro regulační elektronické potenciometry a nesmí být překročeno ani při řízení z dálkového ovládání.

Řídicí napětí jsou z potenciometru přes vývody *9* (hloubky), *10* (výšky), *16* (vyvážení) a *1* (hlasitost) vedena do převodníku napětí, kterým jsou řízeny potenciometry v obou kanálech. Pro fyziologickou regulaci hlasitosti je využito části rozsahu regulátoru hloubek. Při zapnuté fyziologii se k regulačnímu napětí hlasitosti v převodníku napětí přičítá řídicí napětí regulátoru hloubek, takže při zapnuté fyziologii je omezena funkce regulátoru hloubek. Definovaným zatížením vývodu *17* IO rezistorem 2 kΩ proti zemi lze fyziologii vypojit. Aby se vyloučily rušivé jevy při přepínání, je použit obvod *RC*. Kondenzátory 100 nF na řídicích vstupech potlačují případná rušení na přívodních vedeních.

Zapojení IO A1524D spolu s koncovými stupni je na obr. 24.



Obr. 24. Zapojení nf zesilovače s A1524D a A2030V

K přepínání druhu provozu a různých zdrojů signálů lze s výhodou využít IO CMOS 4052 a 4053. Pokud chceme, aby tyto IO zpracovávaly i signály velkých amplitud signálu bez zkreslení, je nutné buď na vstupy nebo výstupy připojit stejnosměrné napětí, kterým se posouvá pracovní bod těchto IO.

Mezi IO, které jsou schopny kompletně upravovat nf signál, patří TDA6200 (je vyvíjen i v ČSSR). IO TDA6200 je sestaven z přepínače konektoru SCART, přepínače kanálů 1 a 2, obvodu pro kvaziparalelní stereofonii, obvodu řízení šířky stereofonní báze, fyziologického regulátoru hlasitosti, obvodu řízení hloubek, výšek a hlasitosti zpracovávaných nf signálů.

IO TDA6200 je řízen sériovými daty přes sběrnici I²C a také obousměrně přes vodič „4 úrovně“ z IO TDA6600. Kromě toho jsou v IO TDA6200 i budiče svítivých diod, stykový obvod sběrnice I²C, vnitřní napájecí zdroj, spínací logika a převodníky D/A. Zapojení IO TDA6200 s vnějšími součástkami je na obr. 25.

Z funkčního hlediska je TDA6200 rozdělen na tři bloky: nf vstupní přepínač (analogový) pro SCART a přepínání kanálů 1–2; regulátory zabarvení tónu, regulátor hlasitosti, obvod pro kvazistereofonii, fyziologii, regulátor šířky báze stereo; řídicí logika se sběrnicí I²C, vodič „4 úrovně“ a převodník D/A.

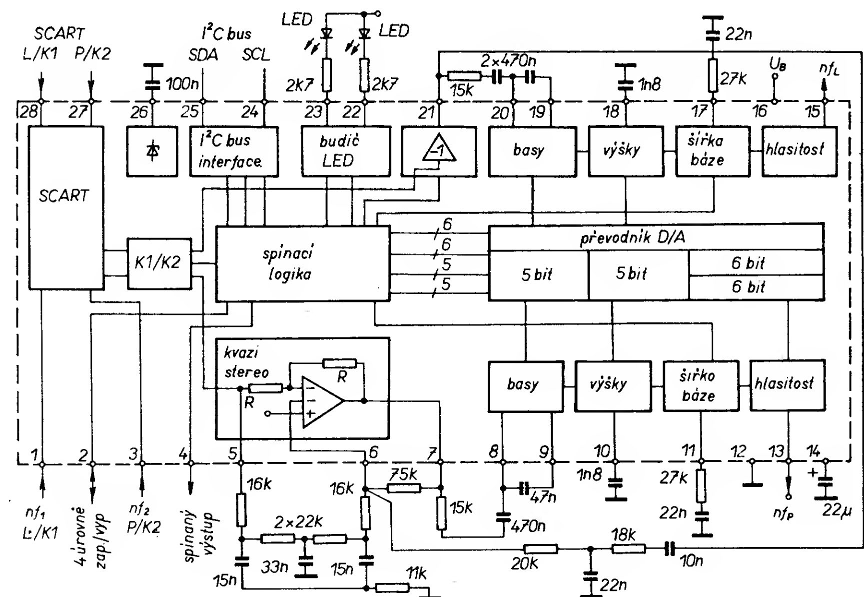
Na vstupech signálů je zapojen dvoukanálový analogový přepínač pro přepínání signálů mezi provozem TV a reprodukcí signálů přiváděných z konektoru SCART. Za tímto přepínačem je zapojen další analogový přepínač pro přepínání kanálů 1–2 při dvoukanálovém vysílání. Tento přepínač je ovládán nastaveným bitem K při dvoukanálovém provozu TV, nebo při reprodukci signálu z konektoru SCART.

Dále je v signálové cestě zapojen kvazistereofonní obvod, který při monofonním vysílání vytváří na straně přijímače prostorový zvukový vjem („nepravý“ stereofonní jev). Tento obvod je tvořen operačním zesilovačem v každém kanálu, z nichž jeden má pevně nastavené zesílení −1 a druhý má zesílení měnitelné od −1 do zesílení nastaveného vnějšími součástkami. Kvazistereofonního efektu je dosaženo tím, že nf signál je přiváděn na vstup přes vnější pásmovou zádrž jednak přímo s danou fází a jednak „nepřímo“ přes pásmovou propust fázově invertovaný. Útlum tohoto obvodu je kompenzován operačním zesilovačem. Tím vzniká lineární signál co do amplitudy, který je však o 180° fázově pootočený při středních kmitočtech. Tento obvod lze odpojit.

Obvod korekce tónu a hlasitosti má v každém kanálu tři operační zesilovače s elektronickými potenciometry nebo přepínači. Stupeň regulace hloubek a výšek lze měnit změnou kapacity vnějších kondenzátorů; zdůraznění nebo potlačení hloubek a výšek lze měnit ve 31 stupních.

Za tímto obvodem následuje obvod pro rozšíření stereofonní báze. Když je tento obvod sepnut, vznikají při kmitočtech vyšších než 300 Hz protifázové přeslechy asi 60 %; kmitočet, od kterého nastávají přeslechy a stupeň přeslechů lze měnit vnějším obvodem *RC*.

Hlasitost se reguluje v obou kanálech odděleně ve 64 stupních, takže rozdílným nastavením kanálů lze dosáhnout vyvážení (balance) kanálů. Fyziologické regulace hlasitosti je dosaženo současnou regulací hloubek a výšek při regulaci hlasitosti. Obvod fyziologie je vypínatelný. Zpožďovací obvod



Obr. 25. Blokové schéma nf řídicího obvodu s TDA6200

na výstupu uvolňuje nf signál teprve tehdy, když jsou napětí na IO ustálená, takže jsou vyloučeny rušivé jevy.

IO TDA6200 se řídí jednak přes sběrnici I^2C a jednak přes vstup „4 úrovně“ signálem ze stereofonního dekodéru TDA6600. Stejnosměrná napětí na výstupu stereofonního dekodéru podávají informaci o druhu zpracovávaného signálu (mono-stereo-duo) od TDA6600 k TDA6200. V obráceném směru můžeme TDA6600 čtvrtým napětím přepnout do stavu „nucené mono“. Toto napětí je naprogramováno přes sběrnici I^2C v TDA6200. Systémové „hodiny“ (taktovací kmitočet) pro vstup SCL sběrnice I^2C jsou generovány procesorem. Vodič SDA je zapojen jako vstup dat. Příchozími daty z procesoru je řízena sběrnice I^2C a odpovídající funkce jsou uloženy v registrech (střadač 1–6). Pokud je sběrnice volná, jsou oba vodiče v poloze testování (SDA, SCL=H). Každý příkaz začíná startovacími podmínkami, SDA=L, SCL=H. Změny informací nastávají, když SCL=L a jsou převzaty obvodem řízení při kladné hraně hodinového signálu. Konec příkazu je rozlišen, když SDA=H, kdežto SCL=H. Řídicí logika pracuje podle tab. 7. Všechny příkazy jsou přenášeny byty, za nimi následuje devátý impuls hodinového signálu, když SDA=L (podmínka potvrzení). Při provozu čtení je procesorem vyslán bit potvrzení. První byte je sestaven ze 7bitové adresy, kterou je vybrán regulátor tónu z několika periferních obvodů (chip select). Osmý bit určuje směr toku dat (read-write bit). Při bytech dat první a druhý bit určují, který ze střadačů je dotazován (podadresa). Nastavení informace „hlasitost“ je realizováno 6 bity (64 poloh). Regulátor hloubek a výšek je řízen 5 bity, z nichž první bit (čtvrtý bit bytu) je bit směrový a další čtyři bity přivádí převodník D/A na 31 úrovní. Oba byty hlasitosti (pravý a levý) nebo byty hloubek a výšek musí být přenášeny bezprostředně za sebou, aby se nastavila příslušná adresa. Oba byty pro spínací funkce jsou rozděleny na byte nastavení a byte ovládání konektoru SCART. Je-li při adresování čipu nastaven bit R/W=1, je sběrnice I^2C ve stavu vysílání. Dva výstupy budičů pro LED umožňují indikaci „stereo“, „mono“ nebo „duo“ při TV vysílání nebo při přehrávání z konektoru SCART.

Nf výkonový zesilovač

Pro nf výkonové zesilovače se používají IO A2030V, A2005V nebo TDA2040. Zapojení koncového stupně s IO A2030V je na obr. 24. Podobně je zapojen i IO TDA2040. Zapojení koncového stupně s IO A2005V s regulací šířky stereofonní báze bylo na obr. 88 v AR B4/89. Toto zapojení umožňuje plynule potenciometrem 100 Ω měnit šířku stereofonní báze. Směrová informace je zdůrazněna rozdílovými signály +P a –L nebo –P a +L. Při sepnutí spínače S_1 mezi oběma vstupy zpětné vazby (vývody *2* a *4*) se rozdílové signály sčítají. Má-li rezistor odpor R_1 a $R_{BBS} = 2R_1$, pak na vývodech *8* a *10* bude 2L a 2P. Při tom se vstupní napětí natolik zmenšuje, že výstupy nejsou přebuzeny.

Příklady řešení zvukového kanálu

Na obr. 26 je příklad řešení zvukového kanálu z BTVP Telefunken. Signál ze vstupu filtru PAV je přes kondenzátor 4,7 pF veden

Tab. 7. Přehled povelů pro TDA6200

1. Adresa čipu
MSB LSB

1 0 0 0 0 0 0 R/W̄ A
R/W̄ = 0 IO přijímá, A = potvrzení

2. Byty dat s podadresami
a) hlasitost
MSB LSB

1 0 V0P V04 V03 V02 V01 V00 (levý) +
1 0 V15 V14 V13 V12 V11 V10 (pravý)
Oba byty jsou stále přenášeny spolu za sebou.
V × 5 = MSB
V × 0 = LSB
1 0 0 0 0 0 0 0 minimální hlasitost
1 0 1 1 1 1 1 1 maximální hlasitost

b) tónové korekce
MSB LSB

1 1 X HV H3 H2 H1 H1 H0 +
1 1 X TV T3 T2 T1 T0
Oba byty jsou stále přenášeny spolu za sebou.
HV nebo TV je znaménkový bit,
H3 nebo T3 = MSB,
H0 nebo T0 = LSB.
1 1 X 0 1 1 1 1 minimální výšky nebo hloubky
1 1 X X 0 0 0 0 lineární průběh
1 1 X 1 1 1 1 1 maximální výšky nebo hloubky
Softwarové nastavení.

c) nf řídicí byte
MSB LSB

0 0 M1 M2 K1/2 RK Phys Q-S/Bb
M1 = 1 umlčení výstupu,
M1 = 0 zapnuto nf,
M2 = 1 nucené mono (přes vodič, 4úrovn.),
M2 = 0 normální provoz dekodéru identifikace,
K1/2 = 0 při duo kanál 1 na výstupu,
K1/2 = 1 při duo kanál 2 na výstupu (aktivní jen při DUO přes vodič 4úrovn. nebo při přehrávání přes SCART a K-bit = 1),
RK = 1 zapnutí prostorového zvuku, TV provoz: kvazistereo při mono a duo, případně rozšíření stereofonní báze při stereofonním vysílání; automatické přepínání přes vodič 4úrovn., SCART přehrávání: zapnuto kvazistereo,
RK = 0 stereo, šířka báze a kvazistereo vypnuto,
Phys = 1 fyziologická regulace hlasitosti zapnuta,
Phys = 0 fyziologická regulace hlasitosti vypnuta,
Q-S/Bb = 1 TV provoz: kvazistereo a šířka báze stereo zapnuta, SCART přehrávání: šířka báze stereo zapnuta,
Q-S/Bb = 0 kvazistereo a šířka báze stereo vypnuta.

d) řídicí bit SCART
MSB LSB

0 1 SC Sch K X X X
SC = 1 SCART přehrávání: vstup SCART propojen s nf výstupem,
SC = 0 normální provoz,
Sch = 1 zapnut spínaný výstup/otevřený kolektor,
Sch = 0 vypnut spínavý výstup (výstup můžeme např. použít k přepínání záznam/přehrávání ve videočásti),
K = 1 SCART-duo vysílání je reprodukováno; volba kanálu bitem K1/2 na nf výstup,
K = 0 nF výstup pracuje v provozu stereo. SCART-stereo (mono) vysílání je reprodukováno.

Poznámka:
Nf část je automaticky řízena přes vodič 4úrovně. Nucené mono M2 má absolutní přesnost.
Po POWER-ON-Reset se nastaví všechny střadače na 0 (min. hlasitost korekce lineární) současné funkce Q-S/Bb se nastaví na 1.
Softwarové nastavení

3. Provoz vysílání
Je potřebná nová adresa čipu s bitem R/W̄=1
MSB LSB

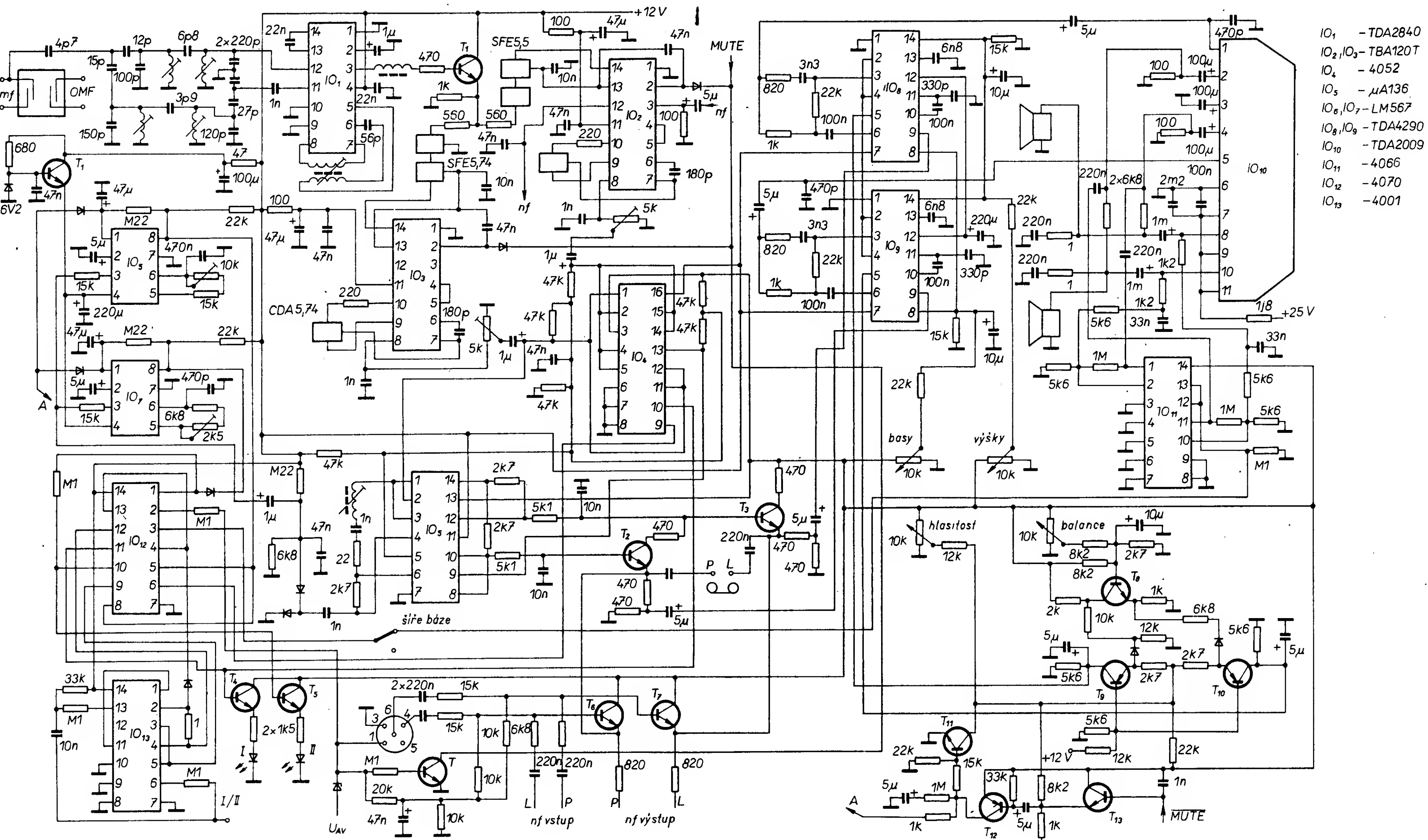
St D X X X X X X
St D
1 1 dekodér poznává mono,
0 1 dekodér poznává stereo,
1 0 dekodér poznává duo,
0 0 nenastane (vnitřně potlačeno).
Funkce vysílání není pro provoz IO potřebná. Slouží k tomu, aby stav mikropočítače oznámil identifikačnímu dekodéru, že jsou umožněny doplňkové funkce.

Budič LED
TV provoz

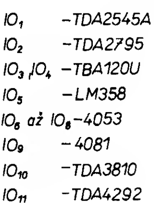
		bit	LED1	LED2
vodič	4úrovn.	K1/2		
	mono	X	vyp	vyp
	stereo	X	zap	zap
	duo	0	zap	vyp
	duo	1	vyp	zap

SCART přehrávání

SC-bit	K-bit	K1/2-bit	LED1	LED2
1	0	X	zap	zap
1	1	0	zap	vyp
1	1	1	vyp	zap



Obr. 26. Zapojení zvukového kanálu BTVP stereo fy Telefunken



Obr. 27. Zapojení zvukového kanálu BTVP fy Lohja

do dvou pásmových propustí, z nichž jedna je naladěna na nosnou obrazu a druhá na nosnou zvuku. Z výstupu těchto propustí je signál veden do IO$_1$, v němž se obě nosné smísí a vznikají tedy mezinosné signály o kmitočtu 5,5 MHz a 5,74 MHz, které jsou přes oddělovací stupeň T$_1$ a keramické filtry vedeny do IO$_2$ a IO$_3$. Po detekci signálu FM v IO$_2$ dostaneme signál NF1 a po detekci v IO$_3$ signál NF2. Potenciometry na výstupu IO$_2$ a IO$_3$ umožňují nastavit stejnou úroveň signálů NF1 a NF2. Ze signálu NF2 je vybrán pilotní signál o kmitočtu 54 kHz a tedy i signály identifikační. Tento pilotní signál je veden do jednoho operačního zesilovače v IO$_5$, jím je zesílen a přes sériový rezonanční obvod, zapojený mezi vývody *1* a *6* veden do dalšího zesilovače – daný obvod je naladěn na kmitočet nosného pilotního signálu, tj. 54 kHz.

Z výstupu druhého zesilovače v IO$_5$ je signál veden na detektor s diodami (zdvojovač) a z jeho výstupu jsou identifikační signály vedeny do obvodů PLL IO$_6$ (117,5 Hz – stereo) a IO$_7$ (274,1 Hz – duo). Z jejich výstupů je řízena řídicí logika s IO$_{12}$, IO$_{13}$.

Z výstupu řídicí logiky je ovládán elektronický přepínač druhů provozu, IO$_4$, a to úrovněmi H a L na jeho vývodech *9* a *10*. Když je na vývodech *9* a *10* úroveň L, je přepínač v poloze „zvuk 2"; v poloze „zvuk 1" je na *9* úroveň H a *10* úroveň L; v poloze „stereo" je *9*=*10*=H a v poloze „mono" je *9*=L a *10*=H.

Signál NF1 je přiveden na vývod *5* a signál NF2 na vývod *1* IO$_4$. Z výstupu (vývod *3*) je NF1 veden do zesilovače se ziskem 2 (v IO$_5$), z výstupu (vývod *13*) je NF2 veden do zesilovače se ziskem 1 (IO$_5$). V těchto dvou zesilovačích jsou signály NF1 a NF2 dekódovány, takže na vývodu *12* IO$_5$ bude signál L a na vývodu *10* signál P. Tyto signály jsou přes obvody deemfáze vedeny do emitorového sledovače s T$_2$, T$_3$. Z jeho výstupu je signál veden jednak na výstup pro magnetofon a přes T$_6$, T$_7$ na konektor pro připojení periferie.

Dále je signál veden do regulátoru hloubek, výšek a hlasitosti s IO$_8$, IO$_9$. Protože v IO$_8$, IO$_9$ není regulátor vyvážení, je nutné regulovat hlasitost v každém kanálu odděleně. K tomu slouží zapojení s tranzistory T$_8$, T$_9$, T$_{10}$.

Signál z výstupů IO$_9$ a IO$_8$ je veden do koncového zesilovače s IO$_{10}$, který mezi vstupy pro zpětnou vazbu má zapojen obvod pro rozšíření stereofonní báze. Tento obvod je možné připojovat a odpojovat elektronickým spínačem s IO$_{11}$. Obvod s T$_{11}$, T$_{12}$, T$_{13}$ slouží k umlčení signálu během přepínání. Všechny tranzistory n-p-n (kromě T$_1$) jsou typu BC238B a p-n-p typu BC308B. Diody (kromě svítivých diod) jsou typu 1N4148.

Na obr. 27 je zapojení zvukového kanálu BTVP Lohja (Finlux), který pro řízení funkcí využívá mikropočítače SDA2010. Signál z filtru PAV OFW G3201 je veden do IO$_1$, kde smísením nosné obrazu a zvuku vzniknou mezinosné zvuku 5,5 MHz a 5,74 MHz. Ty jsou dále zpracovány v IO$_3$ a IO$_4$. Na výstupu IO$_3$ je signál NF1 a na výstupu IO$_4$ signál NF2. Signály NF1 a NF2 jsou vedeny do matice, IO$_5$, na jejímž výstupu jsou signály L a P. Současně je ze signálu NF2 vybrán pilotní signál o kmitočtu 54 kHz s namodulovanými identifikačními signály. Pilotní signál spolu s identifikačními signály je zpracován v IO$_2$, na jehož výstupu jsou ovládací signály pro elektronické přepínače, IO$_6$ až IO$_8$, a logický obvod, IO$_9$. Signály L a P jsou z IO$_5$ vedeny do přepínače druhu provozu, IO$_6$. Z jeho výstupu jsou signály L a P přes obvody deemfáze (15 kΩ, 3,3 nF) vedeny do přepínače TV/SCART, IO$_7$ a z něj přes emitorové sledovače T$_{10}$, T$_{11}$ do IO$_8$, jehož 2/3 připojují sluchátkový zesilovač nebo přes 1/3 IO$_7$ a 1/3 IO$_8$ se signál propojuje do nf kanálu TVP. Ovládání je automatické z nf dekodéru IO$_2$ a logického obvodu IO$_9$; při ručním ovládání může činnost řídit divák přes mikropočítač (μC). K tomuto řízení jsou využity tranzistory T$_1$ až T$_7$ a IO$_9$.

Indikátory LED jsou řízeny přes budiče T$_8$, T$_9$ z IO$_9$. Indikátory LED indikují zapnutý buď první zvuk (I), nebo druhý zvuk (II), nebo, svítí-li oba, stereofonní signál. Na výstupy signálu z IO$_7$ a IO$_8$ jsou připojeny sledovače signálu pro výstup na SCART, T$_{12}$, T$_{13}$, a dále obvod pro kvazistereofonní zvuk, IO$_{10}$, který z monofonního signálu vytváří signál s prostorovým vjemem. Přes T$_{14}$ je tento obvod vyřazován z funkce.

Z výstupu IO$_{10}$ je signál veden do regulátoru hloubek a výšek, dále do obvodu šířky stereofonní báze, regulátoru vyvážení a fyziologického regulátoru hlasitosti, na jehož výstupy je připojen dvojitý nf výkonový zesilovač s TDA4930. Tranzistor T$_{15}$ připojuje obvod k řízení šířky stereofonní báze při stereofonním vysílání. Všechny diody jsou 1N4148 (kromě LED) s tranzistory BC547B.

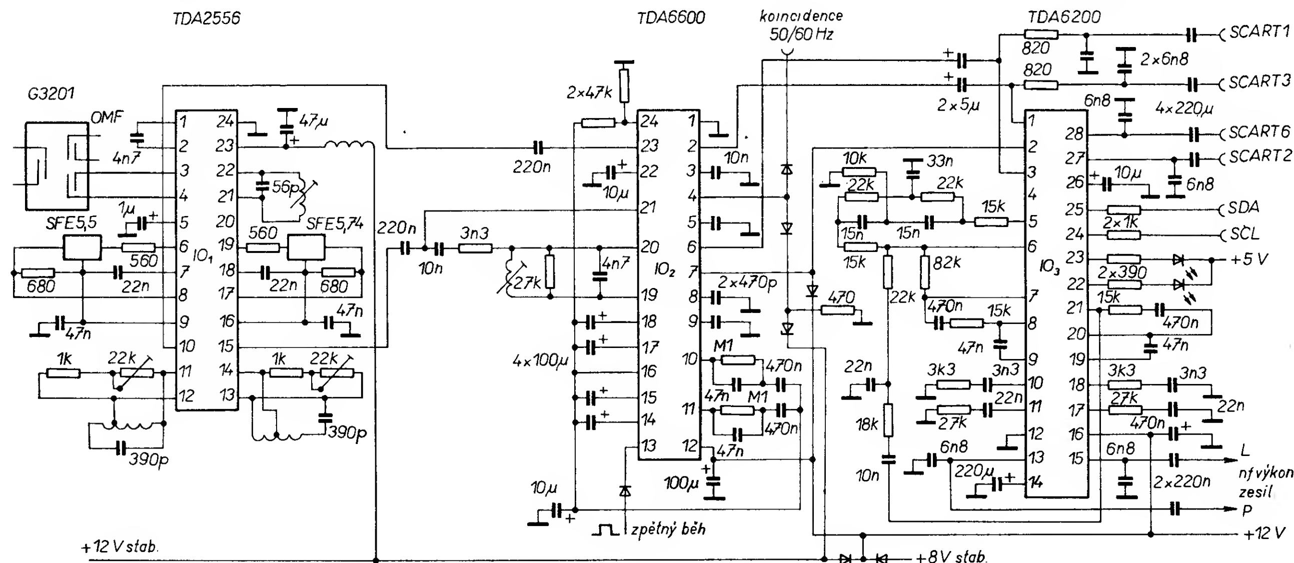
Na obr. 28 je zapojení zvukového dílu BTVP Grundig. Mezinosné, získané z kvaziparalelního detektoru, jsou vedeny do dvou zesilovačů a detektorů FM. Výstupní signály, NF1 na vývodu *4* IO$_1$ a NF2 na vývodu *5* IO$_1$, jsou vedeny do matice a nf dekodéru v IO$_2$. Z výstupů IO$_2$ (vývody *2* a *6*) je signál veden jednak na konektor SCART a jednak do nf řídicího obvodu, IO$_3$. Řídicí signály jsou přivedeny z mikropočítače přes vývody *24* a *25* IO$_3$. Nf signály z konektoru SCART jsou přivedeny přes vývody 27 a 28 IO$_3$.

Konektor SCART

V předchozích částech se často hovoří o konektoru SCART. Ten v evropských zemích slouží u BTVP k připojení signálů na periferní zařízení jako videomagnetofon, osobní počítač a podobně. Konektor SCART má 20 vývodů a 21 špička je vyvedené stínění. Obsazení jeho vývodů je dáno mezinárodní dohodou a je *1*-nf výstup P(A), *2*-nf vstup P(A), *3*-nf výstup L(B), *4*-zem nf, *5*-zem B (modré), *6*-nf vstup L(B), *7*-vstup B, *8*-spínací napětí TV/VCR, *9*-zem G (zelené), *10*-vstup/výstup dat, např. hodinového signálu VCR, *11*-vstup G, *12*-vstup/výstup dat, např. datové linky SDA ve sběrnici I^{2}C, *13*-zem R (červené), *14*-vstup dat, např. hodinového signálu sběrnice I, *15*-vstup R, *16*-vstup BL (zhášení), *17*-zem obrazového výstupu, *18*-zem obrazového vstupu, *19*-výstup obrazového signálu (video), *20*-vstup video, *21*-stínění.

Sběrnice I^{2}C ve spotřební elektronice

Mnoho současných výrobků spotřební elektroniky obsahuje nejméně jeden řadič, obvykle mikropočítač a množství standardních a speciálních IO pro zapamatování a zobrazení dat a k realizaci digitálních a analogových funkcí. Tyto obvody jsou spolu propojeny obvykle sběrnicí, která je podle požadavků dvou nebo několikavodičová. Základním požadavkem na sběrnici spotřební elektroniky je, že musí být levná, výkonná, spolehlivá a variabilní, aby umožňovala ovládat celý soubor přístrojů na ní napojených. Těmto všem požadavkům vyhovuje sběrnice I^{2}C (Inter IC bus), na které se informace přenášejí sériově s rychlostí 100 kbit/s. Sběrnice je sestavena ze dvou vodi-



Obr. 28. Zapojení zvukového kanálu BTVP stereo fy Grundig

čů, z nichž jeden slouží k přenosu dat a druhý k přenosu systémového hodinového signálu. Z toho vyplývá, že sběrnice na každém připojeném IO obsazuje pouze dva vývody. Sběrnice dále umožňuje zvětšit stupeň integrace a tím zlevnit IO. Kromě toho je sběrnice I²C typem univerzální sběrnice, umožňující přijímat povely více než jedním IO k ní připojeným. K zamezení ztráty nebo poškození informace má každý z IO přidělenu svoji adresu a sběrnicový protokol určuje příslušnou prioritu. Protokolem jsou efektivně synchronizovány systémové hodinové signály. Navíc umožňuje spojit IO, zhotovené různými technologiemi.

Požadavky na sběrnici

Sériový přenos informací po sběrnici

Digitální informace v přístroji jsou přenášeny sériově po dvouvodičové sběrnici a to data po vodiči SDA a systémový signál hodin po vodiči SCL. Tím, že je sběrnice dvouvodičová, zmenšují se požadavky na složitost obrazce plošných spojů a propojovací konektory. Tak např. pro funkci ladění je IO pro ladění (syntezátor) obvykle v kanálovém voliči a displej pro zobrazení kanálu na předním panelu. Protože oba IO mají sběrnici I²C, postačí k propojení těchto dvou IO jen dva vodiče místo obvyklých 15. Navíc je uvolněno několik vývodů u IO, což může vést ke zvětšení stupně integrace anebo k použití menšího pouzdra, čímž klesá i cena systému.

Obousměrný přenos informace

Sériová sběrnice musí dovolovat obousměrný přenos dat. Tento požadavek vyplývá z funkce přístrojů v systému. Tak např. nevolatilní paměť v TVP, která obsahuje čísla kanálů nebo analogové nastavovací funkce, může být přes sběrnici buď čtena nebo se může do ní zapisovat.

Binární adresování IO

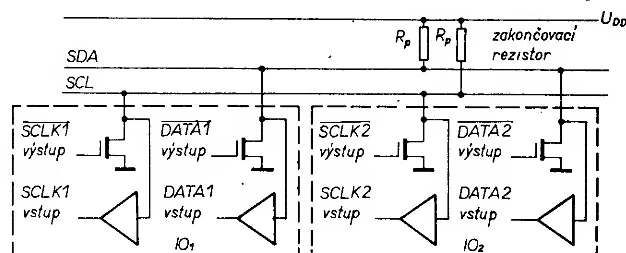
Moduly nebo IO musí mít každý svou adresu, která je přenášena po sběrnici I²C a tak lze řídit několik vstupů/výstupů řadičem.

Potvrzení příjmu

Sběrnicový systém musí umožnit potvrzení příjmu informace jejím přeměřním. Tímto proměřováním je umožněno hlavnímu řadiči při přenosu dat určit protokol řízení systému.

Několikanásobné hlavní operace

V tomto sběrnicovém systému je možné provádět několikanásobné hlavní operace. Za hlavní součástku považujeme tu, která je schopna realizovat přenos dat. Při několikanásobné hlavní operaci je povoleno více než jedné součástce převzít řízení sběrnice v době od startu k přenosu informace. To však vyžaduje připojit rozhodovací systém, aby se znak neztratil nebo nebyl zničen. Při několikanásobné operaci je obvykle určen hlavní řídicí obvod (většinou mikropočítač) pro řízení všech funkcí. Při tom však nesmí být ovlivněna činnost původního systému. Zvláštní řízení a jeho software je součástí hlavního řadiče, který je jednoduchým způsobem připojen na sběrnici. Zatímco při jednoduché hlavní operaci přenáší hlavní řadič data plynule, řadiče v několikanásobném



Obr. 29. Připojení součástek na sběrnici I²C

hlavním systému přenášejí data vzájemně mezi sebou. Tím se zmenšuje počet aktivovaných dat na sběrnici a té je možné využít efektivněji.

Dále v několikanásobném hlavním systému reálná doba přerušení může být určena místně, aniž by byla ovlivněna činnost celého systému. Několikanásobné hlavní operace zjednodušují diagnostické postupy, během nichž v doplňkovém hlavním obvodu, připojeném ke sběrnici, můžeme naprogramovat nebo seřadit programy.

Realizace levných podřízených rozhraní

Dalším důležitým požadavkem je připojení levného hardwarového podřízeného rozhraní (interface) na sběrnicový systém. Podřízené součástky jsou řízeny z hlavního řídicího obvodu. Cena hardwarového rozhraní je velmi důležitým činitelem. Nesmíme např. požadovat vnitřní oscilátor, protože ten by vzhledem k systémovému hodinovému signálu byl nadbytečný.

Normalizovaný protokol

Protokol sběrnice musí být normalizovaný, aby bylo umožněno modulární sestavení software.

Definice pojmů sběrnice I²C

Vysílač (transmitter) – součást, která vysílá data po sběrnici.

Přijímač (receiver) – součást, která přijímá data ze sběrnice.

Řídicí obvod (master) – součást, která zahajuje přenos, generuje hodinový signál a ukončuje přenos.

Podřízený obvod (slave) – součást adresovaná z řídicího obvodu.

Několikanásobný řídicí obvod (multi-master) – více než jeden řídicí obvod může zkoušet řízení sběrnice v tutéž dobu bez poškození řízení.

Rozhodování (arbitration) – postup k zajištění přenosu, když více řídicích obvodů než jeden zkouší současně připojení na sběrnici a pouze jeden je pak na sběrnici připojen bez narušení přenosu a měření.

Sběrnice I²C splňuje všechny následující požadavky:
- je to dvoudrátová sběrnice přenášející data a hodinový signál systému,
- dovoluje obousměrný přenos dat,
- je to několikanásobná řídicí sběrnice, která dovoluje, že na ni může být připojena jedna součástka určená k řízení. Každý řídicí obvod generuje pak svůj vlastní systémový hodinový signál,
- každý připojený obvod na sběrnici má svou sedmibitovou adresu a může pracovat buď jako přijímač nebo vysílač,
- při přenosu dat může být IO uvažován jako řídicí nebo podřízený obvod,
- při rozhodování je zamezeno poškození nebo ztrátě dat, jsou-li řídicí obvody určeny pro sběrnici.

První byte při přenosu obsahuje sedmibitovou adresu podřízeného obvodu a poslední nejméně platný bit (LSB) bytu je bit směrový.

- Každý přenášený byt je potvrzen přijímačem,
- protokol sběrnice je normalizován.

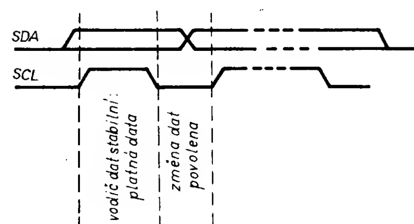
Další vlastností sběrnice I²C je to, že každý řídicí obvod ovlivňuje sběrnici s rychlostí asi 100 kbit/s. Proto přenos dat je asynchronní a hodinový signál je generován každým řídicím obvodem po dobu řízení sběrnice. Pokud více než jeden řídicí obvod „zkoušejí" sběrnici současně, je systémový hodinový signál odvozen z hodinového signálu aktivovaného řídicího obvodu. Vstupní úrovně jsou navrženy s ohledem na ochranu IO před poruchami na vedení. Tak například v BTVP sériový rezistor s odporem větším než 300 Ω na vstupech IO je dostatečnou ochranou proti přepěťovým špičkám na vedení, které vznikají při výboji v obrazovce. Maximální počet IO, které je možno připojit na tuto sběrnici, je omezen pouze kapacitou sběrnice, která smí být 400 pF. Sběrnice může být dlouhá 3 až 4 metry.

Všeobecná charakteristika sběrnice

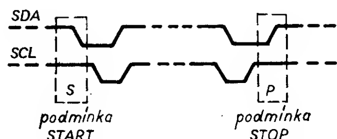
Sériová data (SDA) a sériový hodinový signál (SCL) jsou přenášeny obousměrně. Obě vedení jsou přes zakončovací rezistory připojena ke kladnému pólu napájení (obr. 29). Pokud je sběrnice volná, jsou oba vodiče na úrovni H. Výstupy IO připojené na sběrnici musí být v provedení s otevřenou elektrodou drain nebo s otevřeným kolektorem, aby mohla být realizována funkce wired-AND (uzlový součin). Počet IO připojených na sběrnici a její délka je omezena maximální kapacitou sběrnice – 400 pF. Vzhledem k různým technologiím použitých IO (CMOS, NMOS, bipolární), připojovaných na sběrnici, není stanovena úroveň logické „0" (low = L) a „1" (high = H), neboť ty jsou závislé na použitém napájecím napětí (viz dále). Pro každý bit přenášených dat je generován jeden hodinový impuls. Data jsou přenášena s rychlostí asi 100 kbit/s.

Platnost přenášených dat

Jak je zřejmé z obr. 30, data na vodiči SDA musí být trvale na úrovni H během periody hodinového signálu. Úrovně H a L se mohou měnit na vedení dat SDA jedině tehdy, když je hodinový signál na vodiči SCL = L.



Obr. 30. Platnost dat na sběrnici I²C



Obr. 31. Podmínky pro START a STOP

Podmínky pro START a STOP při přenosu dat

Jak je zřejmé z obr. 31, podmínka „START“ je indikována změnou H na L na vodiči SDA, pokud SCL je H. Podmínka „STOP“ je indikována změnou L na H na vodiči SDA při SCL = H. Podmínky START a STOP jsou generovány vždy řídicím obvodem. Po podmínce START je sběrnice považována za obsazenou a po podmínce STOP za uvolněnou. Součástky připojené na sběrnici mohou detekovat podmínky START a STOP, když se ty dostanou na příslušné hardwarové rozhraní (interface). Když mikropočítač nenajde takové rozhraní na vedení SDA, vyšle dvě periody hodinového signálu.

Přenos dat

Tvar bytu

Každý byte přenášený po vedení SDA musí mít 8 bitů. Počet bytů při přenosu je neomezený. Každý byte musí být následován bitem potvrzení. Jak je zřejmé z obr. 32, nejvíce platný bit (MSB) je přenášen jako první. Přijímač může přijmout další úplný byte dat, pokud je vykonána daná funkce, například obsloužené vnitřní přerušení. Když SCL = L, musí být vysílač převeden do doby čekání. K přenosu dojde, je-li přijímač schopen přijmout další byte a je-li uvolněno vedení SCL.

Potvrzení příjmu

Potvrzovací hodinový impuls je generován proudovým řídicím obvodem. Vysílač uvolňuje vodič SDA(H) během potvrzovacího hodinového impulsu. Přijímače krokují vodič SDA(L) během potvrzovacího hodinového impulsu, takže během tohoto impulsu je vodič SDA = L (obr. 33). Samozřejmě, že jsou zahrnuty doby nastavení a držení. Přijímač, který po adresaci generuje po každém bytu bit potvrzení, je schopný příjmu. Pokud podřízený přijímač nepotvrdí adresu, například když ji není schopen přijmout, protože vykonává v daném čase jinou funkci, je vodič SDA uvolněn při H podřízeného obvodu. Řídicí obvod generuje podmínku STOP při neuskutečněném vysílání. Pokud podřízený přijímač potvrdí svou adresu se zpožděním, přeruší se přenos dalších bytů, což je z podřízeného obvodu oznámeno jako nepotvrzení bytů dat a SDA = H. Řídicí obvod pak generuje STOP. Je-li řídicí přijímač zapojen do přenosu, pak signál na konci dat z podřízeného vysílače není potvrzen nejnižším bytem podřízeného vysílače. Podřízený vysílač musí uvolnit vodič dat a řídicí vysílač generuje podmínku STOP.

Generování hodinového signálu a rozhodování

Synchronizace

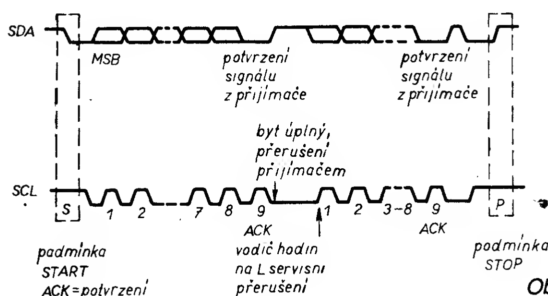
Všechny řídicí obvody během přenosu dat generují na SCL svůj vlastní hodinový signál. Data jsou platná pouze během periody H hodinového signálu. Definovaný hodinový signál je potřebný k určení postupu rozhodování a je vysílán bit po bitu. Hodinový signál je synchronizován spojením wired-AND (uzlový součin) všech součástek na vodiči SCL. Jak je zřejmé z obr. 34, změna úrovně H na L na vodiči SCL vede ke zkoušení všech součástek na jejich periody L; SCL bude na úrovni L, pokud není dokončeno čítání součástkou s nejdelší periodou L. Součástka s kratší periodou L přechází do stavu očekávání (H). Po skončeném čítání (všechny zúčastněné součástky) je SCL uvolněn a přejde na úroveň H. Tak je generován synchronizovaný hodinový signál SCL a to periodou L, kterou je určena součástka s nejdelší periodou L hodinového signálu, a periodou H, kterou je určena součástka s kratší periodou H hodinového signálu.

Rozhodování

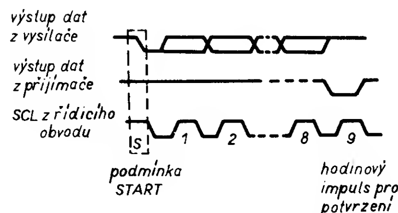
Rozhodováním je zajištěno, že když jeden z obvodů vysílá na vodič úroveň H a další řídicí obvod úroveň L, odpojí se jeho výstup dat, protože úroveň sběrnice neodpovídá jeho vlastní úrovni. Rozhodování probíhá během několika bitů. V první fázi rozhodování jsou porovnávány bity adres. Pokud je řídicím obvodem adresována stejná součástka, rozhodování porovnává bity dat. I když informace adres a dat jsou použity pro rozhodování, přenos informace není zpožděn. Řídicí obvod, který není dále zapojen do přenosu, generuje hodinové impulsy až do konce bytu, při kterém je rozhodování ukončeno přezkoušením jeho adresy. Takový řídicí obvod musí okamžitě přepnout na režim „podřízený přijímač“. Na obr. 35 je postup rozhodování pro dva řídicí obvody. Na sběrnici je možné připojit samozřejmě řídicích obvodů několik. Jakmile první řídicí obvod generuje DATA1, je vnitřně generována úroveň H – je-li na vodiči SDA úroveň L, odpojí se jeho výstup, takže řídicí obvod začne generovat DATA2 odvozená z rozhodování, a jeho výstup uskutečňuje přenos po vodiči SDA. Pokud rozhodování probíhá jen na základě přenášených adres a dat z daného řídicího obvodu, který není ústředním řídicím obvodem, je třeba stanovit prioritu na sběrnici.

Použití hodinového synchronizačního mechanismu jako přejímky

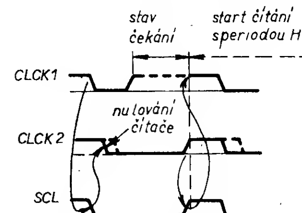
Při čítání, probíhajícím během postupu rozhodování, hodinový synchronizační mechanismus může být použit pro uvolnění součástek přijímačů měřících přenášená



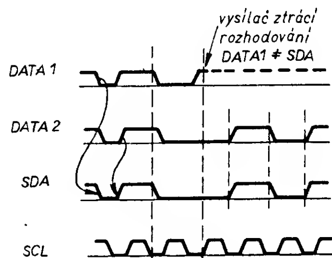
Obr. 32. Přenos dat po sběrnici I^2C



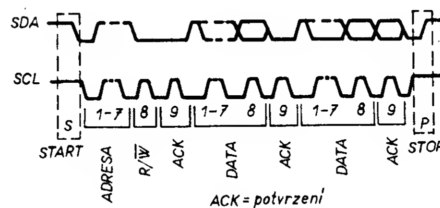
Obr. 33. Potvrzení na sběrnici I^2C



Obr. 34. Synchronizace hodin během procesu rozhodování



Obr. 35. Postup rozhodování pro dva řídicí obvody



Obr. 36. Ucelený přenos dat

data a to po jednotlivých bytech nebo úrovní bitu. Úrovní bytu je součástka schopna přijímat byty dat stanovenou rychlostí, neboť potřebuje delší dobu k zapamatování přijmutého bitu nebo bytu připravovaného k vysílání. Podřízené součástky přidrží vodič SCL na úrovni L během příjmu a potvrzení bytu a řídicí obvod přejde na režim čekání a to až do té doby, než je podřízený obvod schopen přijmout následující byte v režimu přejímky bytu. Úrovní bitu takovou součástku jako mikropočítač bez hardwarového rozhraní I^2C na čipu můžeme ovládat sběrnici hodinového signálu a to během každé periody hodin L. Toto je cesta, jak přizpůsobit rychlost každého řídicího obvodu k vnitřní pracovní rychlosti ostatních součástek.

Tvary dat

Tvar přenášených dat je na obr. 36. Po podmínce START je přenášena sedmibitová podřízená adresa a následující směrový bit R/W; „0“ indikuje zápis a „1“ indikuje čtení. Přenos dat je vždy ukončen podmínkou STOP, generovanou řídicím obvodem. Nicméně, když řídicí obvod stále komunikuje se sběrnicí, generuje další podmínky START a adresy pro další podřízený obvod, kromě

prvně generované podmínky STOP. Různé kombinace tvarů zápis/čtení jsou možné během takového přenosu. Možné tvary přenosu dat jsou:
a) řídicí vysílač vysílá k podřízenému přijímači. Směr se nemění.



S	podřízená adresa	R/W̄ = 0	A	DATA	A	DATA	A	DATA	A	P

kde S = START, A = potvrzení, P = STOP;

b) řídicí obvod čte podřízený obvod po prvním bytu



S	podřízená adresa	R/W̄ = 1	A	DATA	A	DATA	A	DATA	A	P

přenášená data (n byte + A)

V okamžiku prvního potvrzení se řídicí vysílač stane řídicím přijímačem a podřízený přijímač podřízeným vysílačem. Potvrzení je generováno podřízeným obvodem. Podmínka STOP je generována řídicím obvodem;

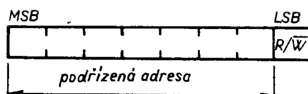
c) složený tvar



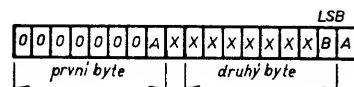
S	podřízená adresa	R/W̄	A	DATA	A	S	podřízená adresa	R/W̄	A	DATA	A	P

zápis nebo čtení — n byte + A — zápis nebo čtení — n byte + A

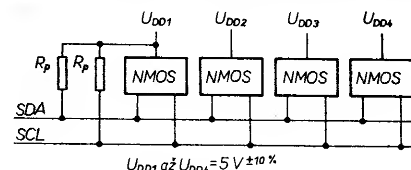
směr přenosu může být měněn v tomto okamžiku



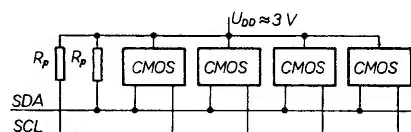
Obr. 37. První byte po podmínce START



Obr. 38. Tvar všeobecné vyvolávací adresy



Obr. 39. Připojení IO s pevnou vstupní úrovní na sběrnici I²C



Obr. 40. Připojení součástek s velkým rozsahem napájecích napětí na sběrnici I²C

Poznámka.

1. Složený tvar může být např. použit pro řízení sériové paměti. Během prvního bytu dat může být zapsáno vnitřní paměťové místo.
2. Všechna rozhodnutí o automatickém zvyšování nebo snižování a směrování zvolené paměti jsou provedeny návrhářem součástky.
3. Každý byte následuje potvrzení jako indikace vybraného bloku A.
4. Součástky I²C jsou opatřeny nulováním po příjmu podmínky START a očekávají vyslání podřízených adres.

Postup adresování

Postup adresování na sběrnici I²C je takový, že po podmínce START je řídicím obvodem zvolen obvod podřízený. Tedy první byte je vysílán po podmínce START. Výjimkou jsou všeobecné (vyvolávací) adresy kterými jsou adresovány všechny součástky. V tomto případě musí všechny součástky odpovědět bitem potvrzení. Některé součástky mohou být navrženy tak, že na tyto adresy nereagují. Druhý byte všeobecných (vyvolávacích) adres pak definuje postup připojování.

Definice bitů v prvním bytu

Prvních sedm bitů prvního bytu je podřízená adresa (obr. 37). Osmý bit (LSB–nejméně platný bit) stanovuje směr měření. Při „0“ řídicí obvod provádí zápis do podřízeného obvodu a při „1“ čte z vybraného podřízeného obvodu. Po vysílání adres na sběrnici každá součástka připojená na ní porovnává po podmínce START prvních sedm bitů se svou vlastní adresou. Pokud jsou obě adresy shodné, převezme součástka svoji adresu z řídicího obvodu a chová se buď jako podřízený přijímač nebo vysílač podle bitu R/W̄. Poněvadž stejné IO mohou být na sběrnici použity více než jedenkrát, v soustavě adres musí být část pevná a část programovatelná. Počet programovatelných bitů je závislý na počtu přístupných vývodů. Tak například má-li součástka 4 pevné a 3 programovatelné bity adresy, je možné na stejnou sběrnici připojit osm stejných součástek.

Všeobecné vyvolávací adresy

Všeobecné vyvolávací adresy jsou použity k adresování každé součástky připojené na sběrnici I²C. Pokud je však součástka navržena tak, že neakceptuje tuto adresu, pak na ni neodpovídá. Pokud však součástka tuto adresu akceptuje, chová se jako podřízený přijímač. Druhý a další byty jsou potvrzeny každým podřízeným přijímačem a jsou schopny výměny těchto dat. Podřízený obvod, který reaguje na tyto byty, musí přehlédnout byty nepotvrzené. Smysl všeobecných vyvolávacích adres je určen druhým bytem (obr. 38).

Elektrické vlastnosti vstupů a výstupů součástky I²C

Sběrnice I²C umožňuje propojení součástek zhotovených různými technologiemi, které používají různá napájecí napětí. Pro součástky s napájecím napětím 5 V ±10 % jsou vstupní úrovně:

U_{ILmax} = 1,5 V (maximální vstupní napětí L),

U_{IHmin} = 3,0 V (minimální vstupní napětí H).

Součástky pracují s odlišným napájecím napětím než je 5 V (např. bipolární), musí mít uvedené vstupní úrovně. Pro součástky, které mají široký rozsah napájecích napětí (např. CMOS), jsou vstupní úrovně:

U_{ILmax} = 0,3 U_{DD} (maximální vstupní napětí L),

U_{IHmin} = 0,75 U_{DD} (minimální vstupní napětí H).

Pro obě skupiny součástek maximální výstupní úroveň L je: U_{OLmax} = 0,4 V (maximální výstupní napětí L při vypínacím proudu 3 mA).

Součástky s pevně stanovenou vstupní úrovní mají své vlastní napájecí napětí 5 V ±10 %. Zakončovací rezistory jsou připojeny podle obr. 39. U součástek se vstupními úrovněmi vztaženými k U_{DD} musí být jedno společné napájení, na které jsou připojeny i zakončovací rezistory (obr. 40). Pokud jsou použity součástky s pevně stanovenými vstupními úrovněmi a součástky se vstupními úrovněmi vztaženými k U_{DD}, součástky s úrovněmi vztaženými k U_{DD} musí být připojeny na jedno společné napájecí vedení 5 V ±10 %, spolu se zakončovacími rezistory (obr. 41). Vstupní úrovně jsou definovány tak, že:

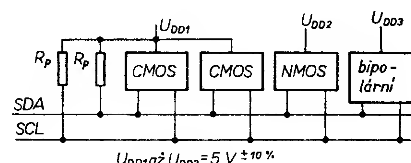
rozsah šumu úrovně L = 0,1 U_{DD},
rozsah šumu úrovně H = 0,2 U_{DD}.

Sériové rezistory R_S větší než 300 Ω jsou použity k ochraně vstupu proti vysokonapěťovým špičkám na vodičích SDA a SCL, které vznikají při výbojích na obrazovce (obr. 42).

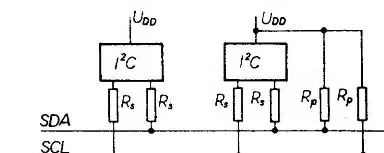
Maximální kapacita sběrnice je 400 pF na vodič a jsou v ní zahrnuty kapacity vodičů a kondenzátorů, připojených na dané vývody.

Časování

Hodinový signál sběrnice I²C má minimální periodu L rovnou 4,7 μs a minimální periodu H rovnou 4 μs. Řídicí obvod generuje hodinový signál sběrnice s kmitočtem asi 100 kHz. Proto všechny součástky, připojené na sběrnici, musí být schopné provádět přenos s kmitočtem vyšším než 100 kHz. Každý obvod musí být schopen vysílat nebo přijímat s touto rychlostí, nebo využít procesu synchronizace hodinových signálů, který donutí řídicí obvod čekat a přepnout na periodu L. V tomto případě se kmitočet snižuje.



Obr. 41. Připojení různých IO s pevnými vstupními napětími a součástek se vstupními napětími vztaženými k napětí napájecímu na sběrnici I²C



Obr. 42. Sériové rezistory pro ochranu IO proti špičkám na vodičích

Konstrukční část

Kabely pro propojování videopřístrojů

V praxi se často propojují různé videopřístroje jako např. televizní přijímač s videomagnetofonem nebo videogramofonem, monitor s počítačem. K tomu účelu slouží propojovací kabely s různými koncovkami a konektory pro vstupní a výstupní signály umístěné na videopřístrojích. V Evropě se k tomu účelu používají obvykle šestivývodové konektory DIN, nazývané též „eurokonektor“ a dvacetivývodové konektory SCART. U přístrojů amerických jsou to obvykle koaxiální konektory BNC nebo RCA a pro zvuk konektory JACK. Japonští výrobci používají konektory typu CINCH, stejné jako konektory RCA.

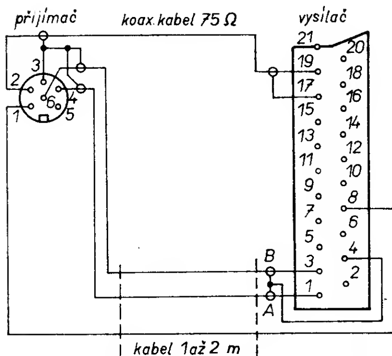
U „eurokonektoru“ DIN se na vývod *1* připojuje při záznamu napětí 0 V a 12 V při reprodukci z videomagnetofonu. Na kolík *2* je přiveden buď vstupní signál video nebo výstupní signál video se vstupní/výstupní impedancí 75 Ω, video pozitivní, FBAS (úplný barevný signál) o jmenovitém vstupním/výstupním mezivrcholovém napětí jasového signálu U_{BAS} = 1 V a barevného synchronizačního mezivrcholového signálu U_F = 0,3 V na impedanci 75 Ω. Vývod *3* je společná zem, vývod *4* slouží k připojení zvukového kanálu *1* a jeho výstupní impedance je 1 kΩ maximálně a vstupní impedance 10 kΩ minimálně, vstupní/výstupní napětí efektivní musí být v rozsahu 0,1 až 2 V. Totéž platí i o vývodu *6*, kam je připojen zvukový kanál 2. Na vývod *5* je připojeno napájecí napětí +12 V.

Vstupní úrovně i výstupní úrovně obrazového signálu (video) a zvukového signálu platí i pro ostatní typy konektorů. Napětí na vývodu *1* „eurokonektoru“ nebo na vývodu *8* konektoru SCART se používá přepínání provozu záznam/reprodukce. Zásadně: videosignál vedeme v propojovacím kabelu koaxiálním kabelem s impedancí 75 Ω a zvukové signály stíněným nf kabelem. Ostatní signály vedeme obyčejnými vodiči. Signály R, G, B přivádíme obvykle koaxiálním kabelem 75 Ω. Maximální délka kabelu na propojení je asi 2 m. Na obr. 43 až 47 jsou uvedeny způsoby propojení různých typů konektorů používaných k propojování videozařízení.

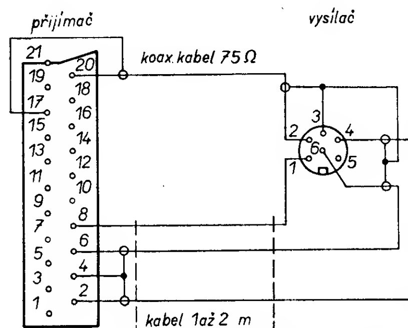
Jednoduchý směšovač zvuku

Na obr. 48 je zapojení a deska s plošnými spoji jednoduchého směšovače zvuku, který umožňuje příjem zvukového doprovodu při mezinosných kmitočtech 5,5 a 6,5 MHz. Při příjmu mezinosného kmitočtu 5,5 MHz jde signál přes keramický filtr F_2, SFE5,5 a vytváří spolu s kmitočtem oscilátoru T_1 kmitočty 4,5 MHz, 5,5 MHz a 6,5 MHz. Z těchto kmitočtů propustí filtr F_3 pouze kmitočet 5,5 MHz. Při mezinosné 6,5 MHz vznikají kmitočty 5,5 MHz, 6,5 MHz a 7,5 MHz, z nichž filtr F_3 propustí signál s kmitočtem 5,5 MHz a ostatní potlačí.

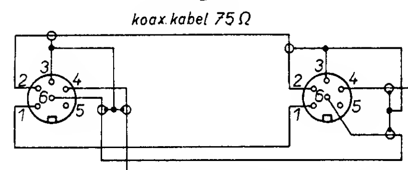
Tranzistor T_1 pracuje jako kmitající směšovač s oscilačním kmitočtem 1 MHz. Cívka L_2 rezonuje na kmitočtu 1 MHz s kondenzátorem C_1 a zpětná vazba je tvořena cívkou L_1. O tom, že oscilátor kmitá, se lze jednoduše přesvědčit tak, že destičku se směšovačem přiložíme k anténě rozhlasového přijímače naladěného na kmitočet 1 MHz a z přijímače by se měly ozvat zázněje. Použité filtry F_1, F_2 a F_3 jsou z produkce fy Murata, lze je nahradit keramickými filtry 5,5 MHz a 6,5 MHz z NDR nebo PLR. Cívka oscilátoru je navinuta na kostřičce v krytu 7 × 7 mm z autopřijímačů TESLA, L_1 má 9 z drátu



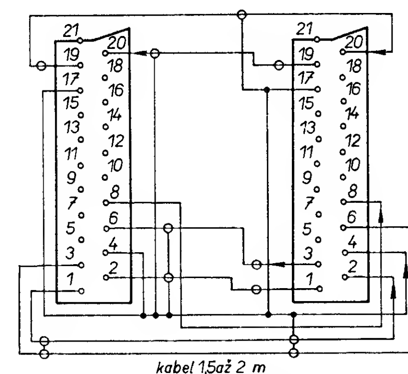
Obr. 43. Propojení konektorů EURO-SCART



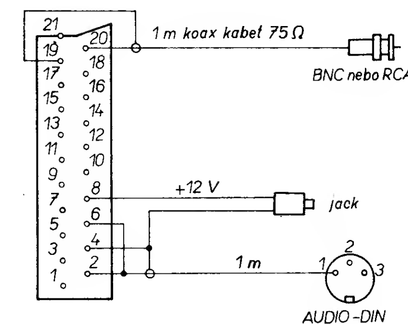
Obr. 44. Propojení konektorů SCART-EURO



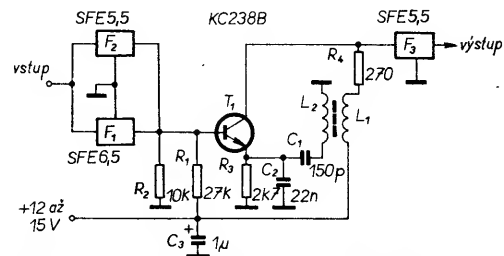
Obr. 45. Propojení videokonektorů EURO-EURO

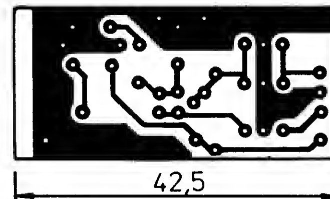


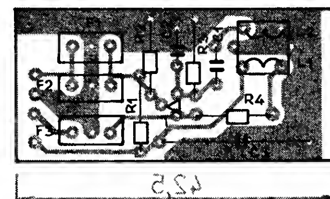
Obr. 46. Propojení konektorů SCART-SCART



Obr. 47. Propojení konektoru SCART na konektory BNC, JACK a audio DIN







Obr. 48. Zapojení směšovače zvuků a deska s plošnými spoji s rozmístěním součástek (X216)

K obr. 48: Všechny rezistory jsou typu TR 212. Kondenzátor C_1 je typu TK 754, C_2 TE 988.

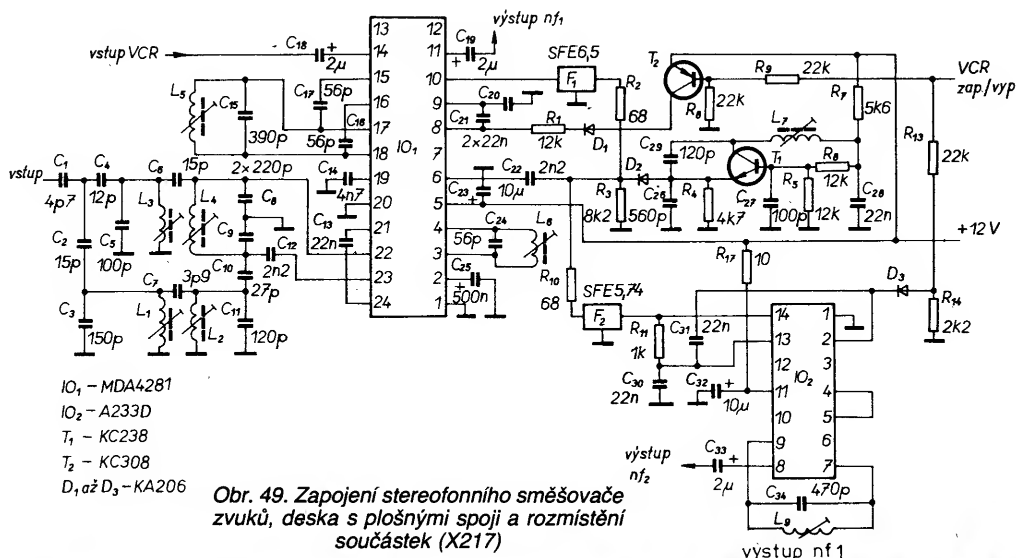
o ⌀ 0,08 mm CuU a L_2 má 90 z drátu o ⌀ 0,08 mm CuU. Směšovač zapojujeme mezi videovýstup a vstup mf zesilovače mezinosné.

Kvaziparalelní směšovač zvuků

Je-li v TVP použit filtr PAV pro CCIR a nemáme ho možnost nahradit filtrem PAV pro OIRT, je nutné použít pro zpracování zvuků OIRT a CCIR kvaziparalelní směšovač zvuků, jehož zapojení a deska s plošnými spoji jsou na obr. 49.

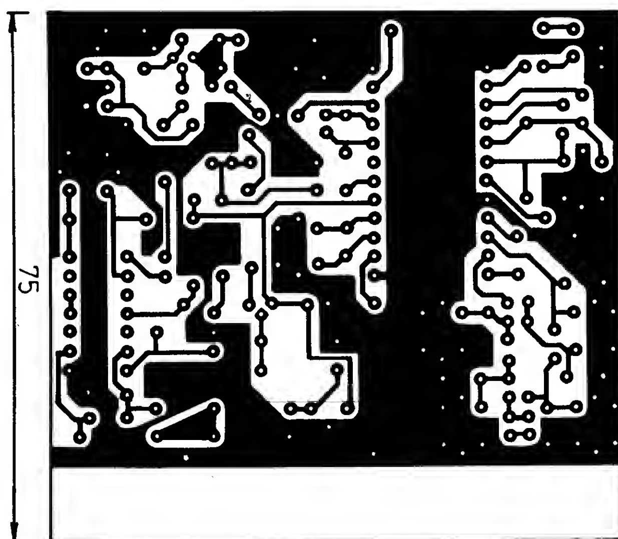
Signál je ze vstupu filtru PAV přes C_1 přiveden na pásmovou propust L_1, L_2, naladěnou na mf nosnou obrazu a na pásmovou propust L_3, L_4 nosných zvuků 32,4 a 33,4 MHz. Z výstupu této propusti je signál veden na IO_1, kde z mf nosných obrazů vzniknou mezinosné zvuků. Mezi vývody *3–4* je zapojen obvod L_6, C_{24}, naladěný na nosnou obrazu, mezi vývody *17–18* obvod L_5, C_{15} naladěný na 6,5 MHz. Tento obvod je fázovací detekční obvod mf zesilovače mezinosného kmitočtu. T_1 je kmitající směšovač, kmitající na kmitočtu 12 MHz s obvodem L_7, C_{29}. Tím je umožněno zpracovat signály s mezinosným kmitočtem 5,5 a 6,5 MHz. Ostatní směšovací produkty kromě kmitočtu 6,5 MHz jsou potlačeny filtrem F_1. Tranzistor T_2 připojuje (0 V na bázi T_2) nebo odpojuje (12 V) IO_1. Toho využíváme při nahrávání a přehrávání z videomagnetofonu (VCR). Při stereofonním vysílání se signál 2. kanálu s kmitočty 5,74 nebo 6,26 MHz přes R_{10} vede na vstup IO_2 přes F_2.

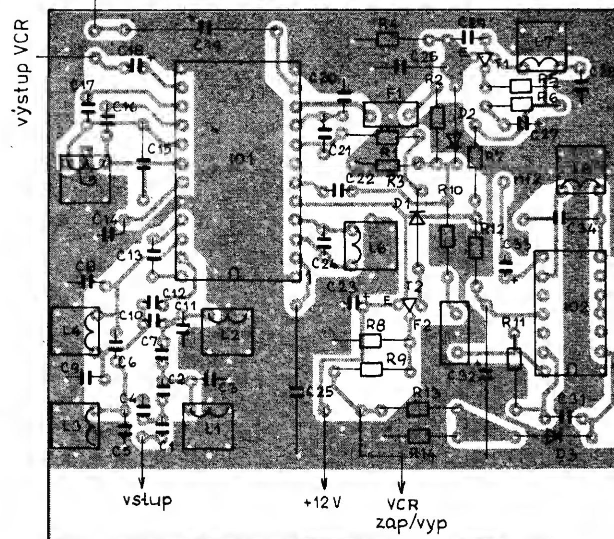
Detekční obvod L_8, C_{34} je zapojen mezi vývody *7* a *9* IO_2 a je naladěn na kmitočet 5,74 MHz. Nechceme-li přijímat stereofonní zvuk, vypustíme součástky příslušející k IO_2.



Obr. 49. Zapojení stereofonního směšovače zvuků, deska s plošnými spoji a rozmístění součástek (X217)

K obr. 49: Všechny rezistory jsou typu TR 212 nebo TR 151 (191). Kondenzátory C_1 až C_{13} jsou keramické, C_{14}, C_{15}, C_{26} a C_{34} jsou typu TC 281 nebo TGL 5155, C_{16}, C_{17} jsou keramické, C_{18} je typu TE 005, C_{19} TE 986, C_{23} TE 005, C_{25} TE 988, C_{32} TE 984, C_{33} TE 005, ostatní jsou keramické.





Na desce se spoji chybí kondenzátor C_{30}, je připájen do spojů těsně nad C_{31}; místo R_{12} u IO_2 má být R_{17}

Kmitočet oscilátoru s T_1 lze kontrolovat na rozhlasovém přijímači v rozsahu KV stejně jako v předchozím případě.

Cívky jsou na kostřičkách vhodných pro kryty 7×7 mm, F_1 a F_2 jsou keramické filtry (Murata, NDR, PLR). Obvod zapojujeme mezi vstup filtru PAV a vstup nf zesilovače. Má-li TVP mf mezinosný zesilovač zvuku, je ho nutné vyřadit z činnosti.

Indukčnosti cívek: $L_1 = 0{,}165\ \mu H$, $L_2 = 0{,}15\ \mu H$, $L_3 = 0{,}16\ \mu H$, $L_4 = 0{,}19\ \mu H$, $L_5 = 1{,}5\ \mu H$, $L_6 = 0{,}3\ \mu H$, $L_7 = 1{,}45\ \mu H$ a $L_8 = 1{,}6\ \mu H$.

Dekodér stereofonního a dvoujazyčného zvukového doprovodu

Protože v ČSSR není dosud IO pro dekodér stereofonního a dvoujazyčného doprovodu v integrované verzi, je na obr. 50 jeho náhrada čtyřmi IO a 10 tranzistory. Výstup z mf zesilovače s mezinosnou 5,74 a 6,25 MHz je veden jednak na matici tvořenou dvěma OZ v IO_2 přes R_{51}, C_1m tvořící obvod deemfáze a C_{17}, a jednak přes C_2 a C_4 do zesilovače pilotního signálu, který je selektivně z kanálu 2 vybírán obvodem L_1, C_3. K zesílení pilotního signálu 54 kHz je z IO_1 využit pouze mf zesilovač, na jehož výstup je připojen detekční obvod L_2, C_{34}, naladěný na 54 kHz. Stejnosměrnou složkou detekovaného signálu je řízen tento mf zesilovač přes R_9. Základní úroveň tohoto řízení je nastavena R_7, R_8. Z detektoru D_1 je signál veden do dvou selektivních filtrů *RC* identifikačních signálů v IO_2. Změnou odporu R_{14} naladíme filtr na 274 Hz (DUO) a R_{13} na 117 Hz (stereo). Tyto identifikační kmitočty jsou detekovány zdvojovači napětí D_2, D_3 a D_4, D_5 a po zesílení použity jednak k ovládání spínačů v IO_3 a jednak pro zapínání indikátorů D_{13} a D_{14} přes tranzistory T_8 a T_9. Aby matice v IO_2 byla schopna pracovat, musíme do ní přivést i signál z kanálu 1. mf mezinosného zesilovače. Tento signál je ve fázi se signálem ZII a má stejnou amplitudu.

Přeslechy mezi kanály nastavujeme R_{22}. Je-li signál ZI v protifázi se signálem ZII, je nutné do jednoho kanálu zapojit invertor T_1. Poměrem R_4:R_5 nastavujeme zisk tohoto invertoru tak, aby signály ZI a ZII měly na vstupu matice stejnou amplitudu. K rozdílné fázi ZI a ZII dochází při použití MDA4281V a A223D v mf zesilovačích zvuku. Signály ZI a ZII jsou současně vedeny na elektronický přepínač IO_3, který přepíná mezi provozy MONO, DUO a STEREO a to podle napětí na vývodech *9*, *10* a *11*IO_3.

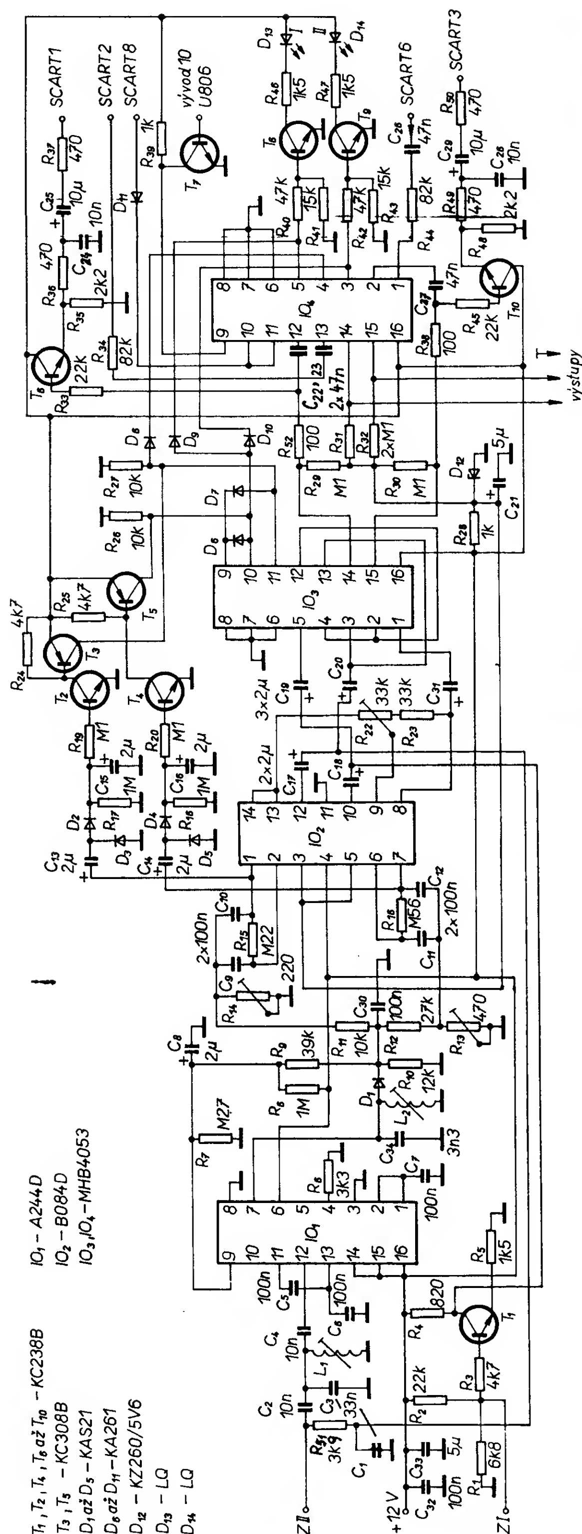
Z výstupů IO_3 je signál přes T_6 a T_{10} veden na konektor SCART a současně na IO_4, který slouží jako přepínač vnější-vnitřní signál. Při napětí asi 12 V na vývodech *10* a *11* se připojuje vnější nf signál z konektoru SCART (vývody *2*, *6*). Přes T_7 ovládáme přepínání (přes dálkové ovládání) mezi kanálem I a II při dvoujazyčném doprovodu.

Deska s plošnými spoji dekodéru s rozmístěním součástek je na obr. 51. Cívky jsou v krytech 7×7 mm, L_1 má indukčnost 260 μH, L_2 asi 2,6 mH.

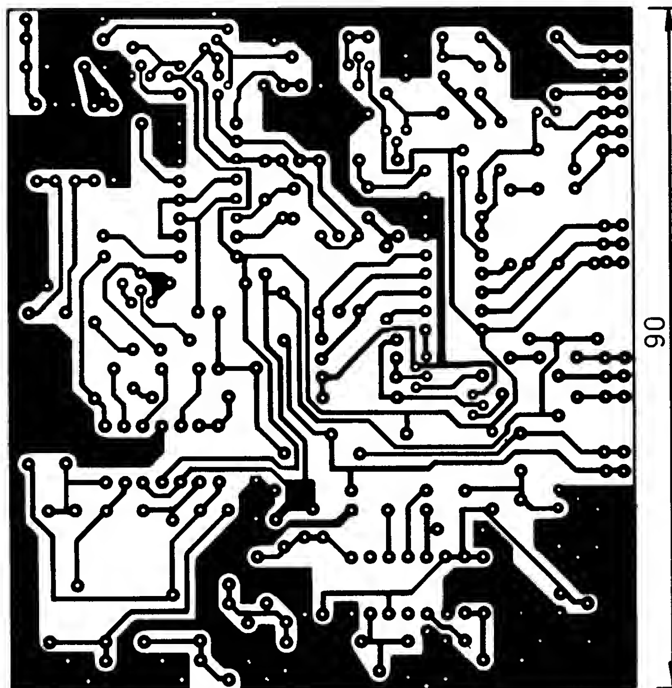
Dekodér PAL pro přijímače s dekodérem SECAM

Do ČSSR byly dovezeny barevné televizní přijímače, které mohou dekódovat barevný signál pouze soustavy SECAM. Pokud však chceme na těchto televizorech sledovat signál z většiny videomagnetofonů nebo počítačů, je třeba tyto televizory doplnit o dekodér PAL, neboť videomagnetofony i počítače mají výstupní signál obvykle v soustavě PAL. Mezi takové televizory patří sovětské televizory Rubín C-381, Elektron 280 a 380, které v modulu barev SMC-2 používají obvody MCA640 a MCA650 nebo jejich ekvivalenty.

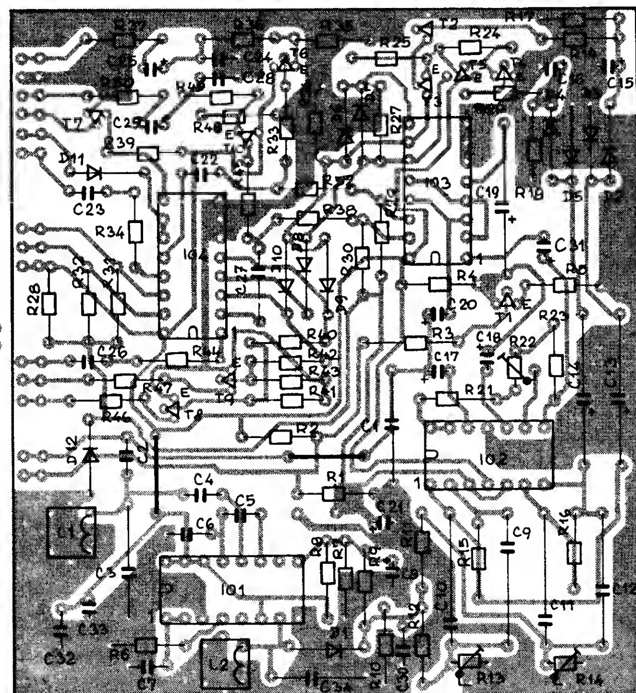
Zapojení SMC-2 je na obr. 52. Na obrázku je naznačena potřebná úprava pro připojení dekodéru PAL z obr. 53, jehož deska s plošnými spoji s rozložením součástek je na obr. 55. Modul PAL z obr. 53 generuje referenční signály soustavy PAL, nezbytné pro demodulaci v IO MCA650. Bod K je připojen na napájecí napětí +12 V a přepínačem PAL/SECAM volíme příslušnou soustavu. Pokud budeme požadovat automatické přepínání soustav, musíme modul na obr. 53 doplnit buď obvodem z obr. 54 nebo obvodem z BTVP Color 110 ST s IO A220D.



Obr. 50. *Zapojení stereofonního dekodéru pro obě normy*



SCART1
⊥
SCART3
PIN10
SCART8
SCART2
výstup
výstup
+12 V
SCART6
na D14
na D13
vstup I
vstup II
zem

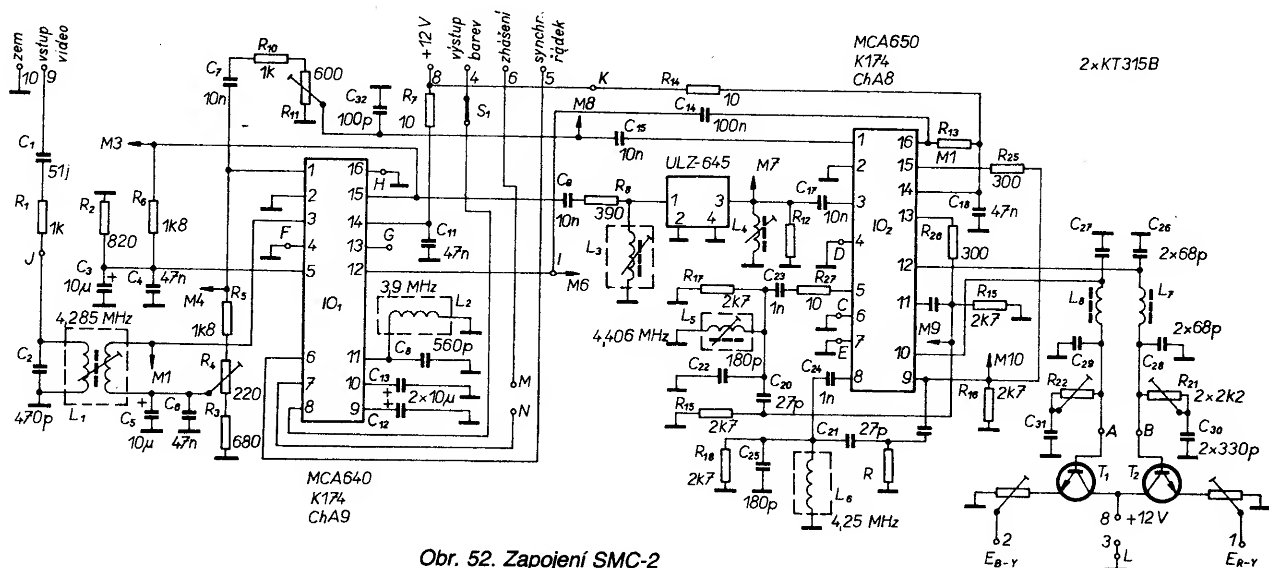


Obr. 51. Deska s plošnými spoji stereofonního dekodéru a rozmístění součástek (X218)
(místo drátové propojky pod R_2 má být R_{51}; vzájemně jsou prohozeny R_{14} a R_{13} i R_{11} a R_{12})

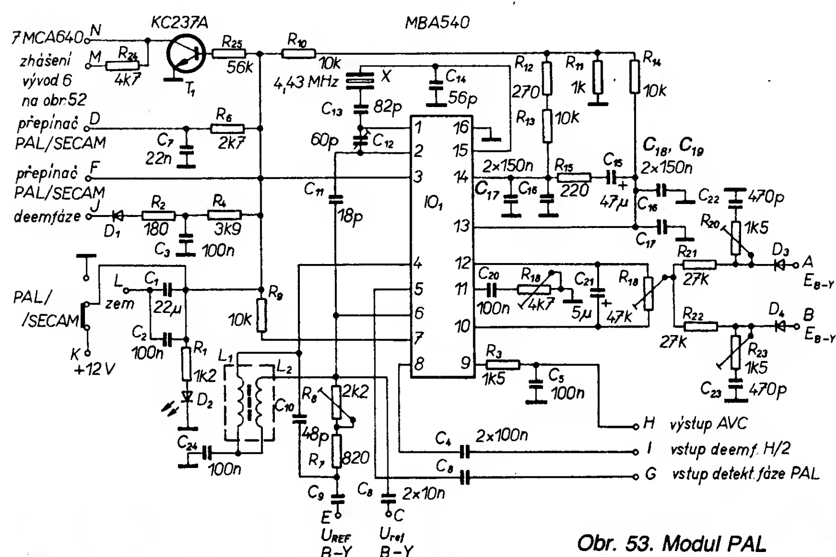
Cívky L_1, L_2 dekodéru PAL tvoří transformátor s převodem 1:1, který slouží k obracení fáze fignálu o 180°. Cívka je umístěna v krytu 7×7 mm, má 2× 50 z drátu o ∅ 0,1 mm CuL a je navinuta bifiliárně, to znamená dvěma dráty současně. Po osazení desky z obr. 55 přistoupíme k oživování dekodéru PAL:

– Na vývod K připojíme napětí +12 V a vývod L připojíme na zem. Přepínač přepneme do polohy PAL – musí se rozsvítit dioda D_2;
– na vývod *1* MBA540 připojíme osciloskop a kondenzátorem C_{12} otáčíme tak dlouho, než „naskočí" oscilátor. Poté do stejného bodu připojíme čítač kmitočtu a oscilátor kondenzátorem C_{12} doladíme na 4,433 MHz. Dolaďujeme na maximální amplitudu oscilačního napětí;
– zkontrolujeme osciloskopem, rozkmitá-li se oscilátor spolehlivě při každém připojení napájecího napětí;
– zkontrolujeme osciloskopem správnost zapojení transformátoru L_1, L_2 na vývodech *4* a *6* IO. Signál na vývodu *6* musí být o 180° pootočen oproti signálu na vývodu *4* a musí mít maximální amplitudu;
– osciloskopem zkontrolujeme napětí v bodech C a E. Signál v bodě C musí mít amplitudu 1 V a v bodě E amplitudu 0,6 V. Oba signály musí mít vzájemně fázový posuv 90°, který lze nastavit trimrem R_8.

K obr. 50: Rezistory jsou typu TR 212 nebo TR 191. Kondenzátor C_1 je typu TC 215, C_3, C_9 až C_{12} opět TC 215, C_{13}, C_{14} TE 986, C_{15} až C_{18} TE 005, C_{19} TE 986, C_{20} TE 005, C_{21} TE 004, C_{25}, C_{29} TE 003, C_{31} TE 005, C_{33} TE 004, C_{34} TGL 5155, ostatní jsou keramické. Diody D_1 až D_5 jsou typu KAS21, D_6 až D_{11} KA206 (KA262), D_{12} KZ260/5V6, D_{13} červená, D_{14} žlutá svítivá dioda; IO_1 A244D, IO_2 B084D, IO_3, IO_4 MHB4053; tranzistory n-p-n jsou typu KC238B, p-n-p KC308B.



Obr. 52. Zapojení SMC-2

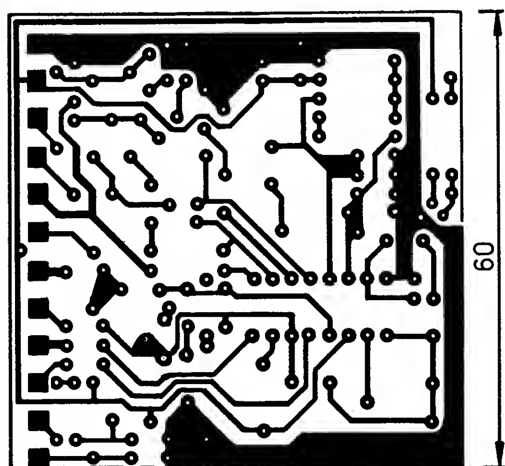


Obr. 53. Modul PAL

Tím je tento modul připraven k vestavění do televizoru. Všechny úpravy děláme v televizním přijímači, který je odpojen od sítě!! Po odšroubování zadní stěny najdeme modul SMC-2, u něhož ze strany plošných spojů vyšroubujeme dva šrouby a modul vytáhneme z televizoru. U IO MCA640 odpojíme vývody *4* a *16* od země a u IO MCA650 „odřízneme" vývody *4*, *6*, *7*. Vzhledem k tomu, že vývody *6* a *7* jsou propojeny, je nutné přerušit jejich propojení. Na modulu SMC-2 přerušíme i spoj k vývodu *7* MCA640 (body M a N).

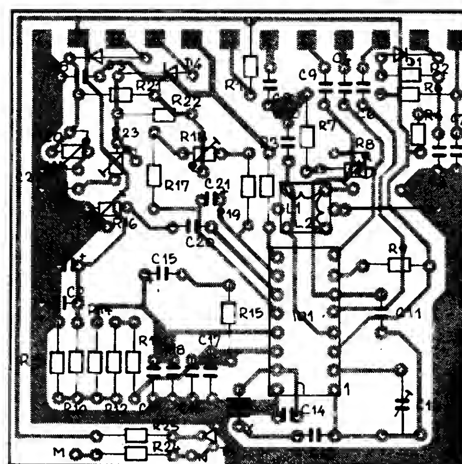
Pokud bude modul PAL v blízkosti SMC-2, postačí k propojení jednotlivých bodů obyčejné izolované vodiče, pokud tomu tak není, je třeba vést signály stíněnými vodiči (koaxiální kabel).

Potom oba moduly vestavíme do televizoru a na jeho vstup přivedeme pruhy nebo jiný signál PAL. Televizor naladíme na kanál, na němž vysílá zdroj signálu. Přepínač přepneme do polohy PAL. Na obrazovce se objeví



Obr. 55. Deska s plošnými spoji dekodéru PAL (X219)

(na desce chybí C_{24} ze společného bodu L_1, L_2 na zem; jsou prohozeny vzájemně body A a B; pro jemnější regulaci R_{18} jsou v jeho přívodech zařazeny rezistory R_{17} a R_{19}, 27 kΩ).



barevné pruhy (nebo jiný signál), trimy R_{20} a R_{23} se snažíme dosáhnout co nejlepšího obrazu.

Možné chyby a způsoby jejich lokalizace

Obraz je zasynchronizovaný a na barevných pruzích je zřetelný šum – oscilátor není pravidelně zasynchronizován, nebo je vadná cívka L_1 v modulu SMC-2.

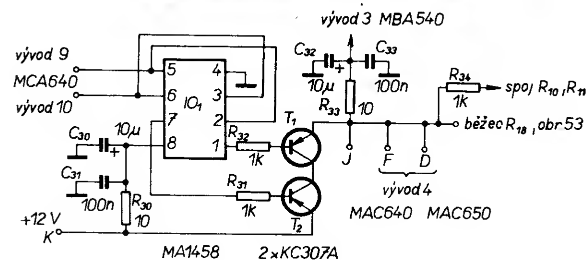
Na obrazovce je černobílý obraz – vadný IO v dekodéru barev.

Obraz má obrácené barvy – vadný generátor 7,8 kHz, kontrolujeme impulsy na vývodu *6* MCA640.

Synchronizační impulsy barev jsou zkreslené – vadné IO v dekodéru barev (MCA640, MCA650 při PAL) nebo zkrat mezi vývodem *5* a zemí u MBA540.

Modul SMC-2 je možné nahradit modulem P z BTVP COLOR 110 ST.

Popis BTVP Color 110 byl uveden v AR/B č. 4 a 5 a 6/1987.



Obr. 54

Úvod do číslicové a mikropočítačové techniky

František Kyrš, Tomáš Kyrš

(Pokračování)

Uvědomme si ještě, že zápis do výstupního latche A i čtení do ACC jsou s aktivními intervaly činnosti CPU (I/OR, I/OW) zcela synchronní.

Asynchronní přenos v každém případě vyžaduje účelovou úpravu obvodů interface. Zatímco přenos mezi CPU a interface i nadále může probíhat synchronně, tvoří podstatnou složku přenosu asynchronní komunikace mezi periferií a interface. Vlastní elektronické obvody periferie musí takovou vazbu umožňovat a podporovat.

Paralelní asynchronní přenos

Zatímco činnost CPU je velmi rychlá, synchronizovaná taktem hodinového signálu, většina reálných periferií (typicky tiskárna, terminálová klávesnice ovládaná operátorem, různé snímače a převodníky analogových nebo vůbec fyzikálních veličin, akční členy . . .) je již z principu pomalá a tedy neschopná synchronní spolupráce s mikropočítačem. Aby přesto mohl být zajištěn bezpečný, jednoznačně definovaný řízený přenos informací mezi mikropočítačem a periferií, je nezbytné vytvořit mechanismus jejich vzájemné komunikace, která musí být vůči činnosti CPU asynchronní. K tomu se dost logicky nabízejí a v praxi užívají především dvě metody, v podstatě velmi blízké, v konečných důsledcích však naprosto odlišné. Obě metody užívají pro řízení komunikace doplňkového, řídicího portu, tvořeného několika řídicími signály, z nichž některé vždy generuje počítač, jiné periferie. Tyto signály vytvářejí na řídicím portu periferie určitou obdobu stavového slova, vyhodnocovaného jak na straně mikropočítače, tak periferie podle přesných pravidel. Důsledkem tohoto testování na straně mikropočítače je při splnění určitých podmínek vyvolání příslušných podprogramů, řídících celou asynchronní komunikaci.

Zásadní rozdíl mezi oběma zmíněnými metodami spočívá v tom, jakým způsobem je vyhodnocena žádost periferie o komunikaci a jakým způsobem je vyvolán příslušný obslužný program.

Prvá metoda přenosu užívá jak pro detekci požadavku na komunikaci, tak pro vyvolání její obsluhy výlučně programových prostředků. Neklade žádné zvláštní nároky na řešení interfaceových obvodů a má i některé přednosti, stejně jako jeden zásadní nedostatek. Tím je nezbytnost mnohdy velmi častého testování nebo dlouhého čekání na požadavek či odpověď periferie. Protože pro testování a vyhodnocení stavového slova na portu řízení komunikace se u této metody využívá pouze programových prostředků (I/O instrukce, bitové manipulace, logické instrukce, čekací smyčky . . .), nemůže se CPU během čekání na události ani vlastního přenosu zabývat jinou činností. Zatímco v řadě situací to nevadí, v řadě jiných případů může zmíněný mechanismus přivodit nepřijatelné zhoršení propustnosti celého systému. Celý problém vynikne už tehdy, uvážíme-li potřebu komunikace s několika periferiemi, kterým přísluší různé stupně priority obsluhy.

Extrémní časové nároky radikálně omezuje druhá metoda, založená na využití systému přerušení CPU. Ve spolupráci se speciálními interfaceovými obvody je tak vytvářen systém technických i programových prostředků, umožňující prakticky paralelní součinnost běžícího programu a obsluhy komunikace. Odtud vyplývající řádové zvýšení propustnosti systému je největší předností této metody. Přesto však existují takové požadavky na průběh komunikace, které lze splnit pouze pomocí programového řízení. Příkladem může být potřeba čtení vstupních dat s předstihem, umožňujícím verifikaci jejich platnosti (obor hodnot, chybový znak, parita . . .) nebo kontrolu rozsahu informačního bloku (koncový znak) před jejich skutečným podmíněným převzetím.

Protože každá z obou metod má pro konkrétní aplikace jak přednosti, tak nedostatky, nelze jednoznačně preferovat žádnou. Užívá se obou, často ve vzájemné součinnosti. Jednotlivé varianty řešení asynchronního přenosu vždy vyžadují odpovídající strukturu interfaceových obvodů, především řídicího bloku. Ta také závisí na konkrétním typu periferie, které jsou z důvodu unifikace vybavovány vždy některým ze standardních typů rozhraní (např. Centronics, IRPR u tiskáren). Pro zachování přehlednosti budeme v dalších příkladech užívat pouze stylizovaných řešení s minimálním možným počtem signálů pro řízení komunikace.

Shrnuto, společným rysem všech metod asynchronního přenosu dat je systém řízení komunikace mezi počítačem a periferií, pracujícími s různou rychlostí. Zdrojem dat může být (podle směru přenosu) jak počítač, tak periferie. Periferie přitom může být schopna poskytovat nebo naopak akceptovat přenášená data i zcela nepravidelně, z hlediska počítače náhodně. Interfaceové, vazební obvody mezi počítačem a periferií pomáhají zajistit synchronizaci přenášených dat s činností počítače. Způsob, jakým je požadavek na přenos dat detekován a ošetřeno jeho provedení, je charakteristický pro tu kterou metodu.

Základní princip nejlépe osvětlí ukázka možného řešení přenosu, řízeného s využitím programových prostředků.

Asynchronní komunikace s programovým řízením

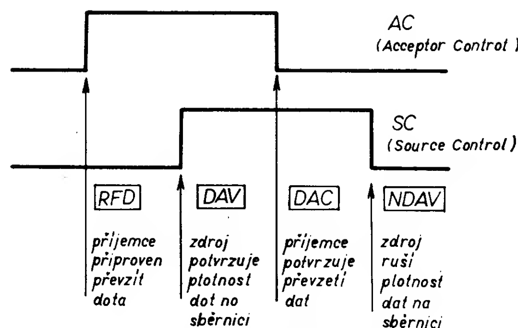
Obvodová struktura vhodného zapojení interfaceového obvodu v zásadě odpovídá upravenému zapojení z obr. 86. Pro asynchronní přenos musí být obvod doplněn registrem řídicího portu C, přes který se uskutečňuje komunikace řídicích signálů přenosu mezi CPU a periferií. Na obr. 87 uvažujeme minimální počet těchto řídicích signálů, tj. dva pro každý port. Jeden signál slouží jako řídicí signál, vydávaný zdrojem (SC — Source Control), druhý příjemcem přenášených dat (AC — Acceptor Control). Tyto signály, na obr. 86 zakreslené čárkovaně, podmiňují sekvenci přenosu dat mezi CPU a periférií. Z možných kombinací úrovní obou signálů lze rozlišit čtyři stavy, z nichž se skládá celý přenos. Označíme si je pracovními názvy.

Podmínkou zahájení přenosu je to, že příjemce hlásí stavem RFD (Ready For Data) svou připravenost převzít data. Vyhodnocením tohoto stavu na straně zdroje lze zajistit vyslání dat na port a potvrzení jejich platnosti stavem DAV (Data Valid). Na to příjemce reaguje převzetím dat a jeho potvrzením stavem DAC (Data Accepted). To opět vyhodnotí zdroj jako ukončení přenosu a potvrdí stavem NDAV (Not Data Valid). Po zpracování dat může příjemce inicializovat další přenosový cyklus.

Činnost nyní můžeme sledovat na obr. 86 i 87. Nejprve výstup dat z CPU. Periferie oznamuje zdroji nastavením AC = H při SC = L svou připravenost k příjmu dat. **Řídicí signály přenosu jsou přenášeny přes doplňující řídicí port C. Programovým vyhodnocením tohoto stavu řídicích signálů je zajištěno vyslání datového bytu na sběrnici CPU a jeho okamžité přepsání do výstupního latche A strobovacím řídicím signálem I/OW instrukce OUT. Zápis je potvrzen nastavením bitu SC = H. Příjemce, tedy periferie, reaguje na nastavení bitu SC přepisem obsahu latche A (např. znaku ASCII) do vlastního vstupního registru, což vzápětí potvrdí nulováním bitu AC = L. Na to CPU nulováním bitu SC = L potvrdí periferii ukončení přenosu. Jakmile periferie dokončí zpracování znaku, může opět hlásit svoji připravenost a celý cyklus se opakuje.**

Při vstupu dat z periferie je příjemcem akumulátor CPU. Proto žádost o data potvrzením připravenosti k příjmu AC = H na druhé dvojici řídicích signálů portu C nyní vydává mikropočítač. Periferie reaguje vysláním datového bytu na port B, tj. vstupy 3stavového budiče, platnost dat potvrzuje nastavením SC = H. Mikropočítač po vyhodnocení aktivuje instrukcí IN signál I/OR, kterým data přepíše do ACC, převzetí potvrzuje nulováním AC = L . Po testu tohoto signálu periferie ukončuje přenos, ruší platnost dat nulováním SC = L.

Popsaný způsob asynchronního přenosu je tedy, shrnuto, řízen dvěma rozhodujícími signály mezi zdrojem a příjemcem dat, kteří spolu „konverzují" způsobem zpráva — odpověď a tak si vzájemně předávají řízení jednotlivých stavů přenosového cyklu. Přednost této metody lze vidět především na straně řízení vstupů, protože umožňuje test čteného znaku (koncový, chybový, parita . . .) ještě před potvrzením jeho příjmu. Typickou charakteristikou obvodu interface tohoto typu je, jak ostatně vyplývá i ze zapojení na obr. 86, jednoduše hradlovaný přístup vstup-



Obr. 87. Princip řízení asynchronní komunikace odpovídajícími si řídicími signály příjemce (AC) a zdroje (SC) dat

ních dat na datovou sběrnici mikropočítače (bez vstupního latche), tedy i bez **potřeby potvrzení ze strany příjemce. To může být vydáno kdykoli po programové verifikaci znaku.**

Při realizaci odpovídajícího interface lze vystačit se zcela běžnými obvody z univerální stavebnice (hradla, adresový dekodér, buffer/driver, latch). Z praktických důvodů (omezení počtu typů IO na desce a úspora místa, funkční modifikovatelnost nebo programovatelnost) se však užívá především specializovaných (např. 3212) nebo programovatelných (např. 8255 v módu 0) obvodů IO. Obou uvedených typů si nyní všimneme blíže. Jednak proto, že jsou představiteli dvou typických řad doplňkových obvodů, užívaných v mikropočítačové technice širokou měrou, jednak pro další potřebu při rozboru principů asynchronního přenosu.

Speciální obvody pro paralelní přenos

Funkční struktura obvodu 3212/8212 představuje specializovaný, přesto však víceúčelový I/O obvod, využívaný v nejrůznějších aplikacích, nejčastěji jako výkonový 8bitový třístavový budič nebo latch. Obvod je však především řešen jako paralelní interface pro mikroprocesorové stavebnice s CPU 8080 a pro bipolární „třítisícovou“ řezovou stavebnici (3001 – řadič mikroprogramu, 3002 – procesorový řez, 3003 – generátor zrychleného přenosu)..Z té pocházejí ostatně i již diskutovaný řadič přerušení 3214, dekodér 3205 a obousměrné budiče sběrnic 3216, 3226.

Obvod 3212 se vzhledem k dostupnosti stále velmi často užívá zvláště v amatérských konstrukcích, ne vždy však optimálním způsobem. Důvodem bude i to, že jeho funkce, závislá na vnějším ošetření a využití řídicích signálů, není vždy na první pohled patrná a dostupné katalogové údaje jsou nepostačující. Vzhledem k tomu, že je v každém katalogu k dispozici funkční schéma, můžeme si analýzu obvodové funkce provést sami. Tak lze upřesnit údaje, v katalozích buď vůbec ne, nebo nedostatečně a někdy i chybně uváděné. Obdobně lze postupovat i u dalších obvodů.

Schéma 3212 na obr. 88 je pro ilustraci nakresleno stejně jako v katalogu Intel, ve formě s účelovým zobrazením aktivních logických úrovní, diskutované např. v souvislosti s obr. 3. Vidíme, že obvod se skládá ze tří základních bloků:

– 8bitového latche (střadače, průchozího registru),

– 8bitového třístavového výstupního buffer/ /driveru,

– řídicí logiky a příznakového klopného obvodu SR.

Základní funkce je zcela průhledná, vyplývá z kaskádního řazení latch-buffer. Pro řízení latche slouží interní signál WR, pro řízení aktivity výstupního bufferu signál EN. Pokud je WR = H, je latch trvale průchozí. Zápis dat do jednotlivých D-obvodů latche je ukončen s hranou WR→L. Podobně úroveň EN = H definuje aktivní, EN = L pasívní, „vysokoimpedanční“ stav výstupního bufferu.

Pomocí obou interních řídicích signálů WR, EN lze ovládat tři základní obvodové funkce:

a) třístavový buffer; WR=H,EN=H,(L),
b) přenos obsahu latche na výstup; WR=L,EN=H,
c) zápis dat do latche, výstupy ve 3. stavu; WR=H→L,EN=L.

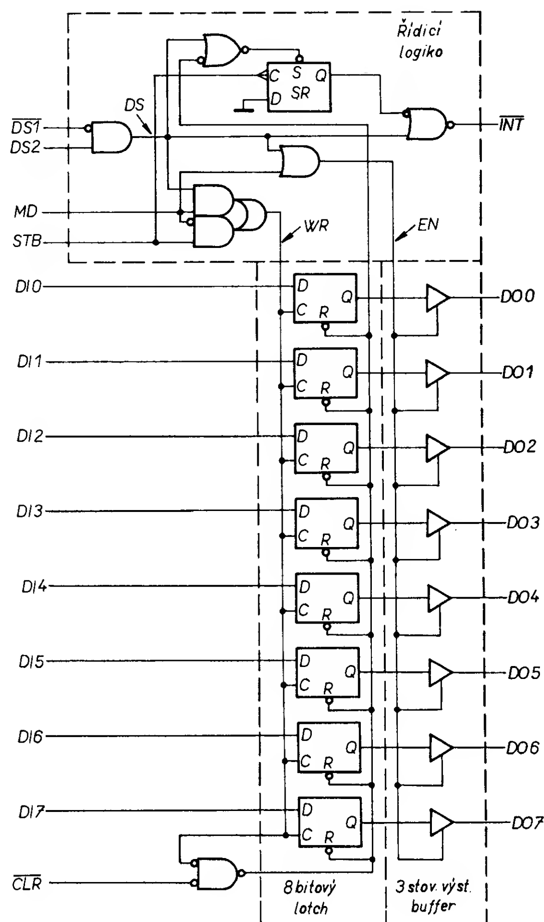
Interní signály WR, EN a jejich stavové kombinace včetně dynamických přechodů jsou závislé na ošetření a řízení vstupů. 3212 se využívá ve dvou základních módech, vstupním (MD=L), který odpovídá čtení vstupních dat, a výstupním (MD=H), odpovídajícím výstupu dat.

Vedle MD vidíme na schématu (obr. 88) ještě několik dalších řídicích signálů. Z nich mají dominantní význam selekt obvodu DS, tvořený logickým součinem $\overline{DS1}$.DS2, a strobing STB. Vstup $\overline{CLR}$ se užívá pro asynchronní nulování latche a současné nastavení příznakového klopného obvodu SR. Výstup $\overline{INT}$ může být využit jako signál žádosti o přerušení.

Jednoduchým přepisem potřebných úrovní řídicí logiky pro dosažení aktivace obou interních řídicích signálů můžeme odvodit základní vztahy

$$WR = DS.MD + STB.\overline{MD}$$
$$EN = DS + MD,$$

jejich úpravou pro *vstupní režim* (MD = 0)



▲

Obr. 88. Vnitřní schéma univerzálního obvodu I/O 3212;

významy signálů: $\overline{DS1}$, DS2 – selekt obvodu, MD – volba módu, STB – zápis a strobing dat ve vstupním módu, $\overline{CLR}$ – nulování latche a nastavení příznakového klopného obvodu, $\overline{INT}$ – výstup žádosti o přerušení

$$WR_{IN} = DS.0 + STB.1 = STB$$
$$EN_{IN} = DS + 0 = DS = \overline{DS1}.DS2$$

zjišťujeme, že v tomto módu se činnost obvodu ovládá signály STB a DS:

– při STB=H je vstupní latch průchozí, s hranou STB→L dochází k zápisu dat,
– 3stavový buffer obvodu je aktivní při $\overline{DS1}$.DS2 = H.

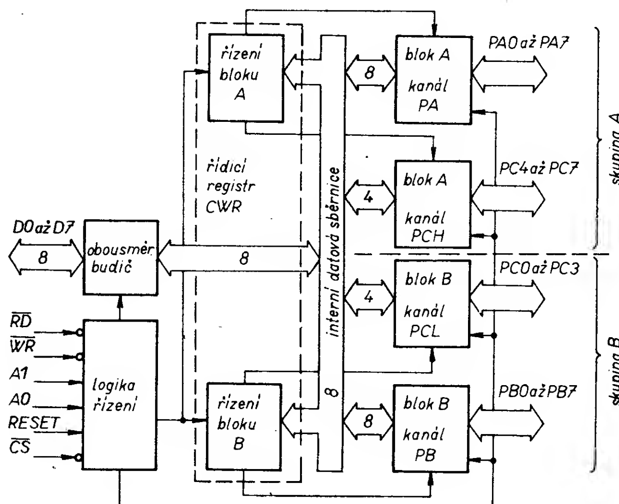
Obdobně pro *výstupní režim* (MD = 1)

$$WR_{OUT} = DS.1 + STB.0 = \overline{DS1}.DS2$$
$$EN_{OUT} = DS + 1 = 1$$

vyplývá, že řízení nyní závisí pouze na jediném signálu, přesněji součinu $\overline{DS1}$.DS2. Při DS=H je obvod průchozí, s hranou DS→L jsou data latchována. Ve výstupním módu jsou výstupy 3212 trvale aktivní, do třetího stavu nemohou být uvedeny.

Vstup $\overline{CLR}$ umožňuje asynchronní nulování latche, avšak pouze tehdy, je-li interní signál WR = L. Přitom současně dochází k nastavení výstupu příznakového obvodu Q_{SR}=H do pasívního stavu. Buď příznakový obvod SR, nebo signál DS mohou prostřednictvím ovládání hradla „NOR“ generovat signál přerušení, který má v aktivním stavu úroveň $\overline{INT}$ = L a může být efektivně využit k ovládání přerušovacího systému mikropočítače, ale i v jiných aplikacích.

Souhrnnou definici shora odvozených stavů přehledňuje následující tabulka



Obr. 89. Blokové schéma programovatelného paralelního interface 8255.

MD	STB	DS	MÓD	FUNKCE
L	X	L	vstupní	pasívní výstup (3.stav)
L	H	H		buffer, aktivní výstup
L	H→L	L		zápis do latche, výstup 3.stav
L	L	H		přenos dat z latche na výstup
H	X	H	výstupní	buffer, aktivní výstup
H	X	H→L		zápis do latche, aktivní výstup
H	X	L		přenos dat z latche na výstup

Obdobným způsobem můžeme odvodit tabulku pro výstup příznakového obvodu Q_{SR} a signál $\overline{INT}$. Přitom poznáváme, že tyto funkce jsou nezávislé na módu činnosti.

$\overline{CLR}$	DS	STB	Q_{SR}	$\overline{INT}$
L	L	L	H	H
X	H	X	H	L
H	L	L	Q_n	Q_n
H	L	H	Q_n	Q_n
H	L	H→L	L	L

V tabulce X = libovolný stav včetně dynamických změn,
Q_n = nezměněná, původní logická úroveň na výstupu obvodu Q_{SR}.

Z druhé tabulky vidíme, že výstup $\overline{INT}$ může z pasívního stavu H přejít do aktivního H→L pouze za dvou podmínek:

a) buď přímo nastavením $\overline{DS1}$.DS2 = H, tj. při aktivaci bufferu ve vstupním, nebo latche ve výstupním módu,
b) nebo přes příznakový klopný obvod SR jako odezva na zápis dat ve vstupním módu impulsem H→L na vstupu STB, je-li současně DS=L.

Impuls $\overline{INT}$ přechodem H→L v každém případě indikuje buď žádost, nebo potvrzení přenosu nových dat přes 3212. Dominantní role v praxi přísluší signálu STB.

Využití obvodu 3212 jako asynchronního I/O interface, orientovaného na systém přerušení CPU, si ukážeme později. I přes účelné řešení specializovaných obvodů typu 3212 praxe brzo ukázala řadu omezení, která jejich aplikace přináší. Hlavním nedostatkem je nemožnost měnit jejich funkci, směr přenosu na konkrétně realizované kartě s plošnými spoji. Obvod může pracovat pouze v jednom módu, buď vstupním, nebo výstupním, jak to odpovídá přiřazení jeho portů DI 0...7, DO 0...7. Každá aplikace ovšem vyžaduje zcela jiné množství a konfiguraci interfacových obvodů. To by v praxi znamenalo osazovat kartu jednodeskového mikropočítače nebo desku I/O obvodů neúnosně velkým počtem těchto obvodů, aby byla možná modifikace pro konkrétní počty periferií, typy a normy přenosů. Proto se dnes téměř výhradně pro paralelní přenos užívá programovatelných I/O obvodů, jejichž typickým představitelem je 8255. Patří opět po celé skupiny programovatelných unipolárních doplňkových obvodů z řady MCS 80. Při analýze funkce 8255 je výhodné vycházet ze znatelnosti funkce a aplikačních nedostatků obvodu 3212.

Blokové schéma obvodu 8255/8255A je na obr. 89. Komunikace s CPU probíhá prostřednictvím systémové sběrnice. Na databus je obvod vázán pomocí interního obousměrného třístavového budiče. Veškeré interní datové komunikace uvnitř 8255 probíhají izolovaně, po opět obousměrné, interní datové sběrnici, pod kontrolou řídicí logiky. Ta také ovládá selekt obvodu, adresaci funkčního bloku, základní nastavení signálem RESET, zápis řídicích slov a čtení/ /zápis dat.

Vlastní funkční jednotka se skládá ze tří portů. Z nich dva tvoří 8bitové porty A, B, třetí port C je rozdělen na dvě 4bitové poloviny. Horní z nich, $PC_{H(4...7)}$ přísluší v módech 1 a 2 k portu A, dolní $PC_{L(0...3)}$ k portu B. Vytvářejí tak z funkčního hlediska a z hlediska programování dvě oddělené skupiny, viz obr. 89. Rozdělení portu C do dvou částí vyplývá především z jeho funkce při řízení asynchronního přenosu dat po obou 8bitových portech A, B.

Charakteristickým rysem všech obvodů řady 825X je jejich programovatelnost. Všechny vždy obsahují ve své struktuře řídicí CWR (Control Word Register), do kterého se před zahájením činnosti nebo i v jejím průběhu nahraje jedno nebo několik řídicích slov, prostřednictvím nichž je obvod naprogramován, nastaven do té které požadované funkce. Z toho vyplývá mimořádné rozšíření možností využití a okamžité flexibility, v případě 8255 I/O funkcí.

U obvodu 8255 můžeme registr CWR chápat jako rozdělený do dvou částí, z nichž jedna přísluší skupině A, druhá skupině B. Při programování portu A nebo B tak lze vždy současně programovat i odpovídající polovinu portu C. Na rozdíl od jiných obvodů je do registru CWR možno pouze zapisovat, instrukce odpovídající čtení jeho statusu je označena jako ilegální.

Řídicí logika může prostřednictvím dvou bitů A0, A1 adresovat 2^2 = 4 funkční bloky. Jsou jimi řídicí registr CWR a porty A, B, C. Na rozdíl od CWR musí být pochopitelně možné do portů nejen data zapisovat, ale také číst jejich obsah.

Obvod 8255 může pracovat celkem ve třech různých módech, 0, 1 a 2. Jsou vybrány a specifikovány tak, aby pokryly prakticky všechny možné požadavky paralelního přenosu, řízeného programově i s využitím přerušení, a probíhajícího po oddělených, nebo obousměrné sběrnici periferie.

V módu 0 mohou být jak oba 8bitové porty A, B, tak 4bitové porty C_H, C_L programovány zcela nezávisle jako jednoduché vstupy nebo výstupy – je proto možné naprogramovat celkem 2^4 = 16 různých kombinací vstupů/výstupů a také je využít. Přitom vstupy vždy pracují jako běžný buffer, výstupy jsou latchovány. Tento mód je tedy vhodný jak pro synchronní, tak asynchronní přenos dat s programovým řízením, který jsme si již, včetně rozdělení portů na A, B, C, popsali na obr. 86. Přístup k jednotlivým portům ze strany CPU je velmi jednoduchý. Je určen instrukcí IN/OUT a jí odpovídající adresou příslušného portu, která po dekódování ovládá adresové vstupy A0, A1.

Mód 1 především umožňuje efektivní řízení asynchronního přenosu s využitím přerušení probíhajícího programu. Funkce 8255 v tomto módu je obdobou funkce 3212 s využitím příslušných řídicích signálů a výstupu žádosti o interrupt $\overline{INT}$. Zvláště v tomto módu vyniká účelnost rozdělení portu C na dvě poloviny. V každé skupině jsou vždy pevně vyhrazeny tři bity pro řízení komunikace, vázané na hardwarovou logiku řízení přenosu.

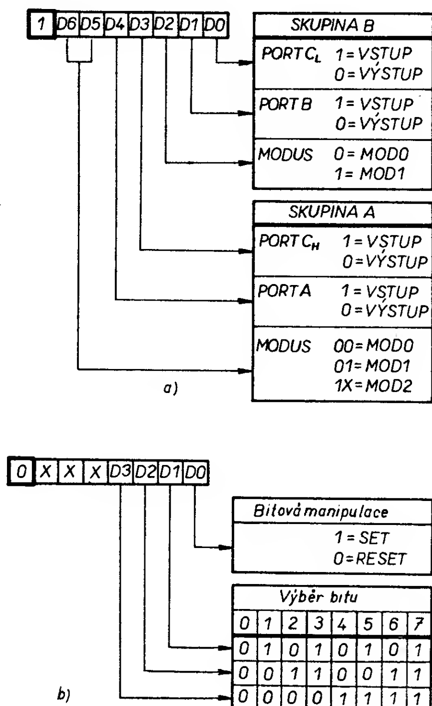
Ve vstupním módu to jsou bity: vstupní signál $\overline{STB}$ (Strobe Input), zajišťující zápis vstupních dat do latche 8255, výstupní signál IBF (Input Buffer Full), tvořený výstupem klopného obvodu, jehož překlopení zápis potvrzuje a konečně výstupní signál INTR (Interrupt Request), který může být aktualizován po zápisu dat do vstupního latche pouze tehdy, když je povoleno přerušení programovým nastavením podmínkového klopného obvodu INTE, tvořícího v módu 1 součást příslušného portu.

Obdobně ve výstupním módu představují zmíněné tři bity signály $\overline{OBF}$ (Output Buffer Full), kterým se indikuje zápis dat od CPU, $\overline{ACK}$ (Acknowledge Input) je vstupní signál, kterým periferie potvrzuje převzetí dat a konečně signál žádosti o interrupt INTR, který po zpracování systémem přerušení stimuluje vyslání dalších dat na výstupní port. I zde je však uplatnění výstupu INTR vázáno na nastavení podmínkového obvodu INTE.

I v módu 1 mohou být porty A, B programovány zcela nezávisle buď jako vstup, nebo výstup. Tohoto módu si ještě všimneme podrobněji za pomoci časových diagramů.

Mód 2 se výhodně uplatní při potřebě komunikace po obousměrné paralelní datové sběrnici. Jako obousměrný, vždy latchovaný I/O port se v tomto případě využívá pouze port A, řídicí funkce je přiřazena pěti bitům portu C. Z podobnosti s módem 1, ve kterém se rovněž užívá latchování vstupů i výstupů, vyplývá i shoda významů řídicích signálů. Jsou jimi $\overline{STB}$ a IBF pro stupní, $\overline{OBF}$ a $\overline{ACK}$ pro výstupní operace. Výstupní signál žádosti INTR, podmíněný vždy nastavením příslušného podmínkového klopného obvodu INTE, je pro obě I/O funkce společný.

Popišme si ještě způsob programového nastavení módu (0, 1, 2) a režimu (IN/OUT) jednotlivých portů. Po uplatnění signálu RESET jsou všechny porty, tj. 3 × 8 = 24 špiček I/O nastaveny jako vstupy, čímž se mj. zabraňuje nežádoucímu střetu výstupů 8255 a periferie. Pokud nedojde k další inicializaci, obvod ve vstupním režimu setrvává, čehož se mnohdy dá využít. Lhostejno kdy však lze, i opakovaně v průběhu programu, funkci obvodu změnit.



Obr. 90. Kódování řídicích slov obvodu 8255; a) řídicí slovo pro volbu pracovního módu (0, 1, 2) a režimu (IN/OUT) jednotlivých portů, b) řídicí slovo programového ovládání jednotlivých bitů portu C

Nastavení módu (0, 1, 2 pro skupinu A a 0, 1 pro skupinu B) a režimu IN/OUT jednotlivých portů v módu Q, včetně zbývajících, pro řízení nevyužitých bitů portu C v módech 1 a 2, se uskutečňuje velmi jednoduše, vysláním vhodného řídicího slova na adresu řídicího registru CWR. Obsah tohoto slova se určuje podle tabulky na obr. 90a. Tak například, požadujeme-li 8255 konfigurovat do módu 0 s porty A = OUT, C_H = IN, B = IN, C_L = OUT, postačí do CWR vyslat byte 8A H = 1000 1010 B. Obě skupiny A, B mohou být současně naprogramovány do odlišných módů činnosti, např. skupina A do módu 1, skupina B do módu 0, nebo zcela jinak! Charakteristickým rysem tohoto typu řídicího slova je, že jeho nejvyšší bit má vždy úroveň b_7 = H. Tím se odlišuje od druhého typu řídicího slova, které naopak musí mít vždy b_7 = L.

Toto řídicí slovo slouží k programově ovládané bitové manipulaci na portu C, viz obr. 90b. Umožňuje nastavování, nebo naopak nulování jeho jednotlivých bitů. Vedle toho, že tak lze velmi efektivně ovládat aktivitu nebo výběr jednoduchých akčních členů, umožňuje toto řídicí slovo nastavovat i nulovat již zmíněné podmínkové klopné obvody INTE v módech 1 a 2, využívajících technické realizace handshakingu a tak podmiňovat (povolovat nebo zakazovat) uplatnění žádosti o přerušení INTR. Je vhodné také upozornit, že v těchto módech lze běžným čtením portu C testovat status periferie a podle něj řídit průběh programu. Není například bezpodmínečně nutné zapojení žádostí INTR přímo na přerušovací systém mikropočítače. Aktivace přerušení může být nahrazena čtením portu C a programovým vyhodnocením stavu bitu INTR, samozřejmě že s příslušným zhoršením propustnosti systému.

Asynchronní komunikace s využitím přerušení

V této kapitole se vracíme k druhé variantě asynchronního přenosu, založené na využití technických prostředků speciálních periferních obvodů a systému přerušení. Budeme uvažovat aplikace obvodů 3212 a 8255. Připomeňme si ještě, že nyní pracuje jako latch nejen výstupní, ale i vstupní port.

Vstupní/výstupní porty s obvodem 3212

Obr. 91a postihuje zapojení 3212 ve vstupním módu, tedy jako interface vstupního portu mikropočítače. Data z periferie jsou přiváděna na vstupy DI 0...7, vstupní mód je definován úrovní MD = L. Sestupnou hranou vzorkovacího impulsu STB→L, vydávaného od zdroje dat, tedy periferie, jako signál data platná, se data zapíší do vstupního latche 3212. Tím je současně nulován i příznakový klopný obvod SR a tak generován i signál $\overline{INT}$→L, zaváděný jako žádost o přerušení do mikropočítače. Po identifikaci priority žádajícího portu je běžným mechanismem přerušení aktivována odpovídající obslužná rutina, která adresováním tohoto portu instrukcí IN A←(adr) nastaví jeho selekt $\overline{DS1}$.DS2 = H a tím zajistí přepis dat z výstupu 3212 přes datovou sběrnici mikropočítače do akumulátoru CPU. V okamžiku náběžné hrany selekt impulsu DS→H dochází přes asynchronní vstup S k nastavení příznakového obvodu zpět do pasívního režimu (Q_{SR} = H), výstup $\overline{INT}$ však stále setrvává v aktivní úrovni L. Teprve po ukončení instrukce IN přechází společně se zrušením selektu DS→L do pasívního stavu i výstup $\overline{INT}$→H. Potom už může periferie znovu vyslat další data.

Opačný příklad, využití 3212 jako interface pro výstup dat, znázorňuje obr. 91b. Ve výstupním módu ovládá zápis dat pouze signál DS, výstupy 3212 jsou trvale aktivní. Pro ovládání příznakového klopného obvodu SR lze ještě využít strobovacího výstupu STB. Předpokládejme, že periferie požádá o data hranou STB→L. Tím je přes hodinový vstup nulován příznak Q_{SR} a současně generován požadavek $\overline{INT}$→L. Obsluha přerušení vyvolá vedle vyslání znaku instrukcí OUT A→(adr) současně i selekt portu aktivací jeho vstupů $\overline{DS1}$DS2. S ukončením instrukce jsou data přepsána do latche a tím na výstupech DO 0...7 dostupná pro periferii. Přitom je s hranou DS→H přes vstup S znovu nastaven výstup Q_{SR}→H, proto s odadresováním portu, s hranou DS→L přechází výstup $\overline{INT}$ okamžitě do pasívní úrovně H. Vyslání dalších dat do latche 3212 zajistí obslužná rutina znovu až jako odezvu přerušovacího systému na žádost periferie impulsem STB.

Při porovnání obou hořejších řešení s původní představou o řízení přenosu na principu handshakingu, viz obr. 87, shledáváme, že v případě vstupního portu fakticky postrádáme signál žádosti příjemce o data, u výstupního portu naopak potvrzení platnosti vysílaných dat ze strany jejich zdroje. Tyto signály by ovšem byly generovány zbytečně, protože mohou být v obou případech nahrazeny vyhodnocením ukončení aktivity žádosti o přerušení, tj. týlové hrany $\overline{INT}$→H, viz čárkovaně. Všimněme si ale zvláštního případu, který nastává při vyslání prvého znaku, tj. tehdy, kdy výstup $\overline{INT}$ obvodu 3212 ještě nemohl být aktivován – vyslání tohoto znaku musí být stimulováno programovými prostředky.

Vstupní/výstupní porty s obvodem 8255A

Při popisu obvodu 8255A jsme si mj. definovali mód 1, ve kterém jsou určité bity portu C přiřazeny vstupům/výstupům interní hardwarové struktury, řídicí handshake asynchronní korespondence. Toto řízení je tedy z vnějšího pohledu záležitostí signálů $\overline{STB}$, IBF ve vstupním $\overline{OBF}$, $\overline{ACK}$ ve výstupním režimu.

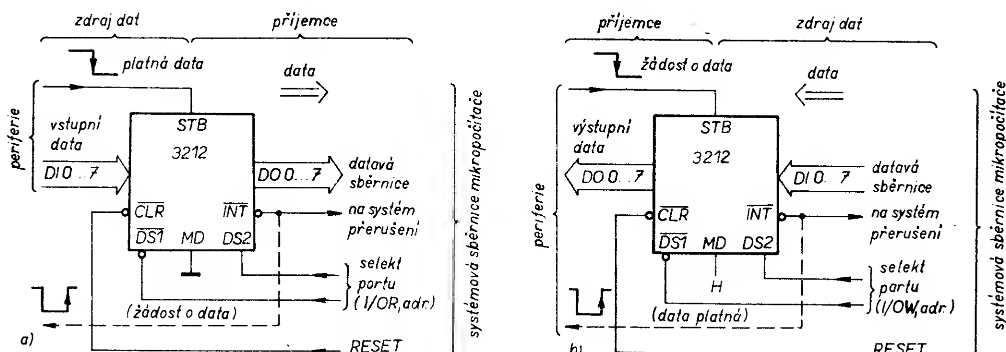
Předpokládejme, že obvod 8255A je příslušným řídicím slovem nastaven do módu 1, s porty A jako výstupním a B jako vstupním.

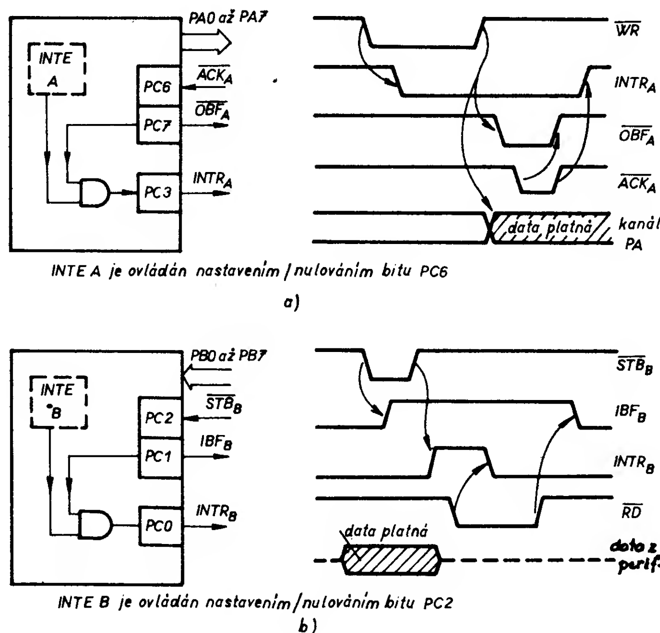
Na obr. 92a je znázorněn časový diagram průběhu přenosu výstupního portu. Vyjděme ze stavu, kdy jsou instrukcí OUT vysílána data na adresovaný port A. Týlovou hranou strobovacího impulsu zápisu $\overline{WR}$→H jsou data přepsána do výstupního latche portu, což potvrzuje přechod řídicího signálu $\overline{OBF}$→L. Vyslání dat mohlo být způsobeno buď výlučně programovou cestou, nebo jako odezva na žádost periferie. V tom případě dochází, s nepatrným zpožděním, již při aktivaci čelní hrany $\overline{WR}$→L ke zrušení požadavku na přerušení INTR jeho nulováním. Přenos již dále probíhá automaticky a CPU se může zabývat původní činností.

Signál potvrzení platnosti dat na portu A zůstává aktivní ($\overline{OBF}$ = L) až do potvrzení jejich převzetí periférií přechodem $\overline{ACL}$→L.

Elektronika vlastní periferie musí být uspořádána nebo upravena tak, aby reagovala na přechod $\overline{OBF}_A$→L, tj. naplnění vlastního latche interface A převzetím jeho obsahu, což následně musí potvrdit nastavením vstupu interface $\overline{ACK}_A$=L. Pak bude automaticky nastaveno $\overline{OBF}_A$=H, protože data na výstupu latche A již nejsou aktuální. Je-li programově nastaven interní klopný obvod $INTE_A$, pak stačí, aby periferie opět nastavila $\overline{ACK}$=L, čímž stimuluje vznik umpulsu

Obr. 91. Využití obvodu 3212 pro asynchronní přenos (paralelní) s přerušením; a) vstupní, b) výstupní port





Obr. 92. Asynchronní vstup/výstup dat s obvodem 8255 v módu 1; a) strobovaný výstup dat na portu PA, b) strobovaný vstup dat na portu PB

$INTR_A \rightarrow H$. Ten lze použít jako žádost o přerušení zapojením na vstup příslušné přerušovací úrovně prioritního řadiče přerušení (3214 nebo 8259). Tak může být vyvolán mechanismus vyslání dalšího znaku.

Časovou posloupnost průběhu čtení dat ze vstupního portu popisuje obr. 92b. V módu 1 je jako latch uspořádán i vstupní obvod B. Data se do něj zapisují z periferie čelní hranou strobovacího impulsu $STB_B \rightarrow L$, provedení je potvrzeno interfaceovým obvodem nastavením IBF=H. Klopný obvod IBF_B v tomto stavu setrvá až do výskytu týlové hrany čtecího impulsu $\overline{RD}$. Od týlové hrany strobovacího impulsu je odvozen impuls $INTR_B$=H, využitelný opět jako žádost o přerušení běžícího programu. Takto aktivovaná obsluha vyvolá čtení znaku ze vstupního latche portu B do akumulátoru CPU. Tím je automaticky zrušena vlastní žádost o přerušení, týlová hrana RD pak překlápí $IBF_B \rightarrow L$ a strobovací impuls může zapsat další znak do latche vstupního portu.

Aktivaci nebo blokování handshakingu umožňuje ovládání aktivity signálů INTR nastavením nebo nulováním interních bitů $INTE_A$, $INTE_B$.

Sériový přenos dat

Tento způsob, nebo lépe řečeno způsoby přenosu dat se vzhledem k požadavkům praxe uplatňují stále více. Je to logické a nejvíce markantní při přenosech na velké vzdálenosti. Tehdy je paralelní přenos (např. v 8bitové šíři) nepřijatelný nejen z ekonomických, ale i technických důvodů. Je např. nutné zajistit dostatečnou imunitu přenosu vůči rušení zvětšením šumové imunity vhodnými energetickými poměry na přenosové trase, omezením přenosové rychlosti, zabezpečením přenosu atd. Stačí uvážit, jaké problémy přináší přenos běžných paralelních signálů, jak je známe ze systémových sběrnic, na vzdálenosti několika desítek cm. Sériový přenos je z hlediska ceny přenosového vedení, nákladů na obvodovou realizaci i přenosové rychlosti ve většině případů vhodným kompromisním řešením.

Základní princip je jednoduchý (obr. 93). Data, která mají být přenášena, ale impulsem Zápis strobují do paralelního registru A. Umíme si již představit, že jak v běžných případech, tak i zde musí být zajištěna asynchronní korespondence zdroj — příjemce dat. Z registru A se data v paralelním tvaru přepíší do posuvného registru B s paralelním vstupem a sériovým výstupem. Odtud se pak v taktu hodinového signálu vysouvají po jednotlivých bitech b0 až b $_n$ jako sériově interpretovaný znak do přenosového vedení. Mezitím je již možno opětovným zápisem do registru A připravit pro vysílání s předstihem další znak. Na přijímací straně je postup opačný. Přenášená data vstupují v sériovém tvaru po jednotlivých bitech do posuvného registru C se sériovým vstupem a paralelním výstupem. Po přijetí celého znaku se data v paralelním tvaru přepíší do výstupního vyrovnávacího registru a může pokračovat příjem dalšího znaku.

Tak jednoduché to však zase není. Uvedeným způsobem lze zajistit pouze užitečný obsah znaku, ne však jeho identidikaci v rámci přenášeného datového bloku. K tomu se využívá řady metod, nejužívanějšími jsou asynchronní a synchronní datový formát.

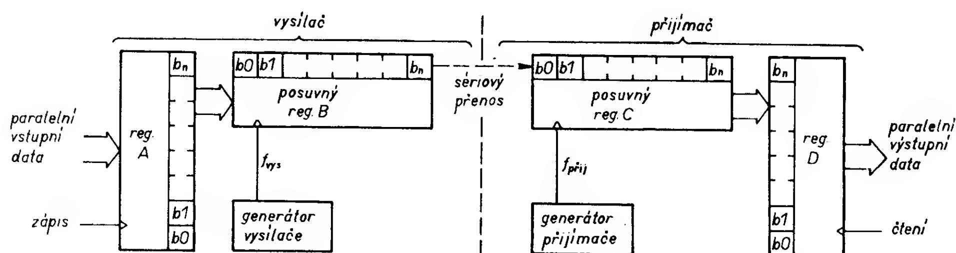
Asynchronní sériový přenos má název odvozen podle toho, že umožňuje, aby byl řízen ne zcela shodnými hodinovými impulsy na straně vysílacího a přijímacího posuvného registru, obr. 93. Poměrný rozdíl hodinových kmitočtů se podle formátu a zabezpečení znaku může pohybovat v rozsahu $\Delta \cong 5$ %.

Každý přenášený znak (byte) je na vysílací straně automaticky doplňován tzv. start bitem, volitelným paritním bitem (lichá, sudá, žádná) a stop bity (1, 1,5, 2), viz obr. 94a. Tyto z hlediska datového obsahu redundantní bity uvozují, kontrolují a ukončují každý vysílaný znak. Jednotlivé znaky mohou být vysílány těsně za sebou, nebo mezi nimi mohou být libovolně dlouhé mezery se stejnou úrovní, jakou má stop bit. Všechny přenášené bity mají konstantní dobu trvání, odvozenou kmitočtovým dělením od generátoru hodinového kmitočtu vysílače. Odtud přímo vyplývá i přenosová rychlost (Baude).

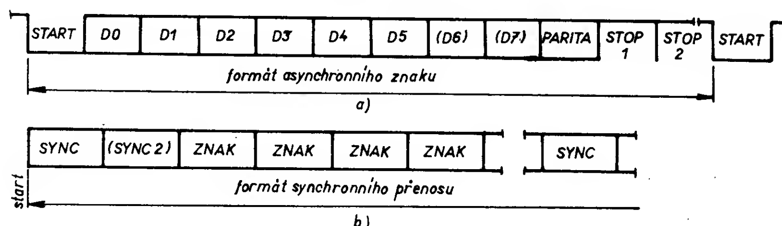
Protože hodinový kmitočet na přijímací straně může být značně odlišný, je zajišťována počáteční, jednorázová synchronizace přenosu na přijímací straně. U každého přijímaného znaku je hodinovým signálem přijímacího generátoru testována střední poloha jeho start bitu.

Start bit lze vždy identifikovat přechodem úrovně H → L. K tomu dochází buď z klidového stavu, nebo s ukončením posledního stop bitu předchozího znaku. Odtud je odstartován bitový čítač, vzorkující platné logické úrovně jednotlivých bitů v ekvidistantních časových intervalech. Tím je vyloučeno, aby se chyba asynchronního vzorkování uplatnila.

Hlavním nedostatkem asynchronního přenosu je relativně malá efektivní přenosová rychlost, vyplývající ze značného počtu redundandních bitů v každém přenášeném znaku. To do určité míry potlačuje metoda synchronního přenosu, u které se již nesynchronizují jednotlivé znaky, ale pouze skupi-



Obr. 93. Princip sériového přenosu dat



Obr. 94. Asynchronní a synchronní přenos využívají odlišných způsobů kódování a synchronizace přenášených znaků

ny znaků, datové bloky. Na počátku bloku je volitelně vysílán jeden nebo dva speciální synchronizační znaky SYNC, pak již následuje celý datový blok, obr. 94b. Pokud nejsou vysílána další data v těsném sledu, jsou namísto nich do sériové posloupnosti pro udržení synchronizace automaticky vkládány další znaky SYNC. Při tomto druhu přenosu již samozřejmě musí být hodinové kmitočty na vysílací straně shodné, synchronní. Doba trvání přenášeného bitu musí přesně odpovídat taktu hodinového signálu. Zajistit tento požadavek je, zvláště při přenosech na velké vzdálenosti, často obtížné. Užívají se různé metody včetně rekonstrukce hodinového signálu z obsahu přenášeného signálu na principu digitální PLL.

Pro synchronní a asynchronní přenos disponuje řada MCS-80 programovatelným obvodem USART, 8251. Na desce DSM-1 systému SAPI-1 se užívá jednodušší, neprogramovatelný obvod UART, MHB1012. Jen pro doplnění uveďme, že jsou i jiné metody sériového přenosu, nabývající na významu s rostoucí potřebou výstavby složitějších řízených přenosových sítí s větším počtem aktivních účastníků. Mohou být jak znakově, tak bitově orientované.

Komunikace v těchto sítích samozřejmě vždy musí probíhat podle určitého, přesně definovaného protokolu.

Po tomto odbočení, nutném pro objasnění základních principů styku mikropočítače s okolím, se znovu vrátíme k CPU 8080. Budeme se již věnovat instrukčnímu souboru tohoto mikroprocesoru a jím užívaným adresovacím metodám. Instrukce budeme uvádět v asemblerové formě, tj. ve formě definovaných mnemonických zkratek tak, jak se jich běžně užívá v jazyku symbolických adres CPU 8080.

Adresovací metody

Charakter základních adresovacích metod, užívaných CPU 8080, vyplývá z její koncepce, z 8bitové šířky datové sběrnice a ryze fyzikálního 16bitového adresování paměťového prostoru. Využívá se proměnného instrukčního formátu, který může být jedno, dvou nebo tříbytový. Každá instrukce je tedy v operační paměti mikropočítače reprezentována jednou, dvěma nebo třemi vzájemně těsně navazujícími lokacemi, obr. 73.

Podle užité konvence se již v průběhu aktuální instrukce připravuje adresa sousední, následující instrukce. Při zpracování jedné instrukce se tedy obsah PC zvětšuje o jednotku, při zpracování dvou nebo tříbytové instrukce musí být PC inkrementován dvakrát nebo třikrát, aby posléze mohl adresovat instrukci bezprostředně následující (pokud se ovšem neuplatní nějaké skokové instrukce).

První byte každé instrukce obsahuje její operační kód. Teoreticky by mohlo být definováno 2^8 = 256 instrukcí. Instrukční soubor CPU 8080 používá 244 instrukcí. Ve skutečnosti však jde pouze o 78 instrukčních typů. Prvý byte každé instrukce je vedle zakódování operačního kódu systematicky koncipován tak, aby v případě potřeby vhodně specifikoval i případný operand nebo operandy. Způsob, jakým jsou skutečně operandy té které instrukci přiřazeny, se označuje jako adresovací metoda. Lze říci, že CPU 8080 má v tomto ohledu možnosti značně omezené. Instrukční soubor využívá:

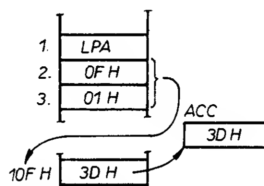
— přímého adresování,
— nepřímého adresování,
— bezprostředního adresování,
— registrového adresování.

Rozšíření adresovacích možností lze dále dosahovat programovou cestou, využitím makroinstrukcí při programování na vývojovém systému, viz např. [5]. My si však osvětlíme pouze základní metody.

Přímé adresování

U instrukcí tohoto typu je v jejich adresové části přímo uvedena adresa místa, v němž je uložen operand instrukce. Ve skutečnosti se však takto adresuje pouze jeden z operandů. Jsou-li použity dva, druhý bývá buď implicitně, nebo eplicitně specifikován již v prvním bytu instrukce.

Příklad: Instrukce LDA 10F H je typem přesunové instrukce, která má přesunout obsah paměťového místa s přímou adresou 10F H do akumulátoru CPU. Protože instrukce musí přímo adresovat celý paměťový prostor, je její adresová část dvoubytová. Spolu s operačním kódem tvoří tedy instrukci tři byty. Prvý byte představuje operační kód, druhý nižší a třetí vyšší část adresy (konvence adresování Intel), obr. 95.



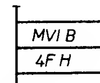
Obr. 95. Příklad instrukce s přímým adresováním jednoho z operandů

Zpracování této instrukce (její instrukční cyklus) se skládá ze čtyř strojových cyklů M1 až M4. V prvním cyklu M1 je z adresy 1. bytu, operačního kódu instrukce, přečteno a dekódováno stavové slovo a poprvé inkrementován PC. Ve druhém cyklu M2 dochází ke čtení 2. bytu instrukce, tj. nižší části adresy operandu, jejího uložení do dočasného registru a druhé inkrementaci PC. Ve třetím cyklu M3, opět adresovaném obsahem PC, se čte obsah 3. bytu instrukce, tj. vyšší část adresy operandu, čímž je již naplněn celý dočasný registrový pár WZ a potřetí se inkrementuje PC. Teprve v posledním, čtvrtém cyklu M4 může být čten obsah paměťového místa. Jeho adresa je nyní do adresového latche CPU vyslána ne z PC, ale z registrového 16bitového dočasného páru WZ. Druhým operandem je střadač, operand instrukce LDA se ukládá do ACC. Adresa následující instrukce je pak již opět určena stavem PC. Vidíme, že přímé adresování paměťového prostoru je časově značně náročné.

Nepřímé adresování

Za nepřímé adresování můžeme označit případ, kdy jeden z operandů je opět adresován implicitně jako registr, adresa druhého operandu je naproti tomu určena nepřímo, obsahem specifikovaného registrového páru.

Příklad: Instrukce MOV M,B zapíše do paměťového místa, jehož adresa je specifikována obsahem registrového páru HL, obsah registru B. Paměťové místo se tak chová jako fiktivní registr



Obr. 96. Příklad instrukce s bezprostředním adresováním jednoho z operandů

M. Přitom registr H určuje vyšší, registr L nižší část adresy (registrová konvence Intel). Budou-li obsahy registrů B = 35 H, H = 12 H, L = F7 H, pak po provedení MOV M,B bude na adresu 12F7 H přesunut obsah M=35 H. Obsah B registru zůstává nezměněn.

Bezprostřední adresování

Při tomto adresování je místo jakýchkoli odkazů na jeden z operandů uveden přímo operand sám. Je to přímý, bezprostřední operand.

Příklad: Instrukce MVI B,4F H zapíše hodnotu operandu, umístěného v 2. bytu do registru B, obr. 96. Provedení vyžaduje dva strojové cykly. První M1, Fetsch, ve druhém se přepíše obsah 2. bytu, operandu, do specifikovaného registru, zde B. Registr je určen 3bitovým polem operačního kódu instrukce.

Registrové adresování

Za výlučně registrové budeme považovat takové adresování, jehož operandy jsou obsaženy přímo v registrech CPU. Protože CPU užívá pouze omezený počet registrů, je pole, potřebné pro jejich adresování malé. Tak mohou být jednobytovou instrukcí adresovány současně dva operandy.

Příklad: Instrukce MOV B,C přesouvá obsah 8bitového registru C do 8bitového registru B, obr. 97. Obsah C přitom zůstává nezměněn. Instrukce ke svému provedení vyžaduje pouze



Obr. 97. Příklad instrukce s úplným registrovým adresováním obou operandů

jeden strojový cyklus M1. Jeho doby T_1 až T_3 mají klasický průběh, v rozšířené době T_4 se přepíše obsah zdrojového registru C do dočasného (temporary) registru, v době T_5 pak dochází ke konečnému přesunu do cílového registru B; je zřejmé, že je instrukční cyklus podstatně zkrácen.

Vidíme, že CPU 8080 postrádá především rozsáhlejší nepřímé adresování, možnost relativního a indexovaného adresování a instrukce přímé bitové manipulace. Těmi naopak disponuje populární Z-80.

Instrukční soubor CPU 8080

Instrukční soubor mikroprocesoru lze hodnotit podle sortimentu a výkonnosti jednotlivých skupin instrukcí, u CPU 8080 jsou:

— přesunové instrukce,
— aritmetické instrukce,
— logické instrukce,
— instrukce rotací,
— skokové instrukce,
— instrukce pro práci se zásobníkem,
— instrukce pro práci s podprogramy,
— instrukce vstupu/výstupu dat,
— doplňkové instrukce.

Nyní si jednotlivé skupiny instrukcí stručně projdeme.

8bitové přesunové instrukce

Jsou to především instrukce přesunu mezi registrovým zdrojem (SRC) a příjemcem (DST) dat. U skupiny MOV (Move — přesun) může být zdrojem

i příjemcem buď registr CPU nebo paměťové místo M. To však může být buď pouze zdrojem nebo příjemcem, protože je lze adresovat jediným způsobem, registrovým párem HL. Je to nepřímé adresování — „na adrese" HL je teprve uložena adresa paměťového místa, které je nositelem operandu.

Patří sem i instrukce přesunu přímého 8bitového operandu do registrů CPU a lokace M, symbolicky označovaná MVI (Move Immediate Data — přesun přímých dat). Tyto instrukce jsou 2bytové, operační kód + operand.

Střadačově orientované instrukce LDA a STA (Load/Store Accumulator Direct) jsou 3bytové, protože užívají přímé adresování operandu v paměťovém prostoru. Střadačově orientovaná je i skupina LDAX a STAX, která je však pouze jednobytová, protože paměťový operand je adresován nepřímo buď obsahem páru BC nebo DE.

16bitové přesunové instrukce

První z této skupiny, instrukce LXI (Load Register Pair Immediate) je 16bitovou obdobou MVI. Ukládá 2bytový přímý operand do páru BC, DE, HL nebo ukazatele SP. Instrukce je tedy 3bytová.

Instrukce LHLD a SHLD (Load/Store HL Direct) jsou opět „střadačově" orientované. Úlohu 16bitového střadače zastává pár HL. Druhý 16bitový přímo adresovaný operand koresponduje s párem HL tak, že adresovaný byte odpovídá registru L, registru H pak odpovídá obsah bytu následující inkrementované adresy.

Užitečná a účinná je instrukce XCHG (Exchange) pro vzájemnou záměnu obsahu registrových párů HL a DE. Umožňuje výměnu adresy fiktivního paměťového registru M, předávání parametrů ap. Je pouze jednobytová, nevyžaduje adresovou specifikaci.

Instrukce SPHL (Load SP from HL) umožňuje přesun obsahu páru HL do ukazatele zásobníku SP, opět jednobytovou instrukcí, v jediném strojovém cyklu.

Všechny dosavadní instrukce pracují bez ALU, nijak tedy neovlivňují ani nejsou ovlivňovány příznakovými indikátory.

Aritmetické instrukce

Instrukce aritmetického součtu/rozdílu bez uvažování přenosu ADD a SUB (Add/Subtract Register or Memory from Accumulator) i ADC a SBB s přenosem (with Carry/Borrow) jsou 8bitové, střadačově orientované. Jeden operand a výsledek jsou vždy uloženy v ACC. Druhým operandem je obsah registru nebo M, při užití instrukcí ADI/SUI nebo ACI/SBI pak přímý operand. Registrově orientované instrukce jsou jednobytové, instrukce s přímým operandem 2bytové.

Aritmetické instrukce svými výsledky ovlivňují nastavení všech příznakových indikátorů, tj. Carry, Zero, Signum, Parity i Auxiliary Carry.

Instrukce INR, DCR inkrementují, popř. dekrementují registry CPU nebo paměťové místo M, adresované opět párem HL. Ovlivňují všechny příznaky kromě CY, jsou jednobytové.

(Dokončení příště)

Dodatky k AR B4/89

PŘIJÍMAČE DO AUTA

Opravte si, prosíme, dvě chyby v AR B4/89. Jde především o tvrzení, že „je-li r_s větší než 1 . . ." (str. 132, levý sloupec v dolní třetině) – právě opak je pravdou, správně má být uvedeno „je-li r_s menší než 1 Ω . . ."; jak je zřejmé z tab. 7, mají varikapy pro AM r_s v rozsahu 2 až 4 Ω, tento jejich sériový odpor se v pásmu SV a DV neuplatní (podstatně), neboť sériový odpor cívek SV a DV bývá 5 až 10krát větší než r_s. Např. u cívky SV s Q_0 = 100 na 520 kHz s varikapem KB113 se Q zmenší asi na 75. Naproti tomu u krátkých vln, u nichž bývá sériový odpor cívek srovnatelný nebo i menší než r_s, se zmenšuje jakost laděného obvodu nejméně na polovinu.

Dále pak bylo uvedeno na str. 159 (v levém sloupci v předposledním odstavci), že . . . tlumivky musí být navinuty atd." Přesycení jádra samozřejmě nezávisí na tloušťce vodičů, použitých k navinutí tlumivky. Text by měl tedy znít: Použijeme-li k odrušení tlumivky, musí být navinuty vodičem, dimenzovaným podle maximálního protékajícího proudu. Tlumivky bez jádra nelze přesytit, kdežto tlumivky s jádrem přesytit lze. Tlumivka se přesytí, je-li překročen počet ampérzávitů (Az), vhodný pro zvolený materiál jádra.

Vzhledem k různým dotazům jsme se rozhodli doplnit informace v AR B4/89 i seznamem doporučené, použité a potřebné literatury:

ČSN 367090 – Rozhlasové prijímače. Všeobecné podmienky a metódy meraní.
ČSN 367091 – Rozhlasové prijímače. Metódy merania parametrov části FM.
ČSN 367093 – Rozhlasové prijímače. Metódy merania parametrov části AM.
ČSN 367094 – Rozhlasové prijímače. Metódy elektrických nízkofrekvenčných meraní.
ČSN 367303 – Rozhlasové prijímače. Požiadavky akostné.
ČSN 304709 – STSEV 173-75 – Rozhlasové prijímače do automobilov. Vonkajšie a pripojovacie rozmery.
Katalog Siemens: IS für Unterhaltungstechnik.
Katalog Philips: IC01/1986.
Valvo Technische Informationen für die Industrie, červen 1979.

Opravy k AR B5/89

Přes pečlivou kontrolu jsme po vyjití AR B5 objevili v textu následující chyby, padající převážně na vrub technických problémů při sazbě logických výrazů:

— rovnici (10) chybí symbol inverzní funkce

$$\overline{f}\,[A, \overline{B}, C \ldots . (+), (.)] = \ldots . \qquad (10),$$

— v rovnici (12a) chybí v rozkladu proměnná $\overline{A}$, konečný výsledek je však již v pořádku

$$f_{DNT(A)}\,[A + \overline{B}] = A(1 + \overline{B}) + \overline{A}(0 + \overline{B}) = = A + A\overline{B} + \overline{A}\overline{B} \qquad (12a)$$

— obdobně rovnice (13b) má být správně

$$f_{UDNT(\overline{B},A)}\,[A\overline{B} + \overline{B} + AB] = = A(1.\overline{B} + \overline{B} + B + 1.B) + \overline{A}(0.\overline{B} + \overline{B} + 0.B) = = A\overline{B} + AB + \overline{A}\overline{B} \qquad (13b),$$

— neoznačená rovnice v prvním sloupci na str. 166 má mít pořadové číslo

$$Y = \overline{A}\overline{B} + A\overline{B} + AB \qquad (14),$$

— v obr. 13 má mít vyhodnocení inverzní funkce u mapy d) tvar

$$\overline{Y_{D\,4,\,8,\,12}} = A + \overline{C} + BD,$$

samotná mapa je zakreslena správně.

INZERCE



Inzerci přijímá osobně a poštou Vydavatelství Naše vojsko, inzertní oddělení (inzerce AR B), Vladislavova 26, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51–9, linka 294. Uzávěrka tohoto čísla byla 10. 10. 1989, do kdy jsme museli obdržet úhradu za inzerát. Neopomeňte uvést prodejní

cenu, jinak inzerát neuveřejníme. Text inzerátu pište čitelně, aby se předešlo chybám vznikajícím z nečitelnosti předlohy.

PRODEJ

8 ks ARN 6808 (a 450) – tubusy na subwoofer (a 100), 2 ks výš. repro Celestion HF 50 (à 1000). Vše nové, málo používané. J. Dušek, Růžová 2703, 438 01 Žatec.
Počítač Casio PB 100, příd. RAM, kaz. interface (kompl. 4000). L. Zedník, Na hrobci 1/410, 128 00 Praha 2.
Paměti 41256-15 NEC Japan pájené, očistěné, i do objímek (330), diskety 5,25-DSDD nové (58), tlač. telef. s 1 pamětí (300), kazet. mgf MK 125 (870). Ing. J. Heller, Hošťálkova 80, 169 00 Praha 6.
DMM 520 podle AR A1, 2/87 (nutno oživit) (1600), IO, D, optočleny (50 až 70 % MC), koupím 8272, 8253, FD 5,25". P. Srovnal, Družstevní 116, 788 13 Šumperk.
Nový sov. osciloskop OML-3M (3000). G. Soukup, Přílepy 230, 769 01 Holešov.
Ant. zes. UHF, 2× BFR, zisk 24 dB (300). J. Jelínek, Lipová alej 1603, 397 01 Písek.
RLC 10 (770), galvanoměr $\pm 20 \times 10^{-6}$ A (2 rozsahy) (160), kanálové zádrže RFT 3037.01/25. k., 27. k., 3037.02/29. k., 32. k. (140), slučovače 3027 (80), 3031.05 (140), šňůra AM-FM 2 m (30), odsáv. cínu (120), směšovač TESLA 5,5/6,5 MHz (55), předzes. TESLA 2. k. (25), kan. voliče Karolina VHF (90), Jasmín-Lilie (70, 50). J. Kron, Rovniny 121, 748 01 Hlučín.
Černobílý televizor Salermo (600). K. Černoch, Za mostem 10, 617 00 Brno.
Zosilňovače VKV-CCIR, OIRT, III. TV, IV.-V. TV všetko s BF961 (à 190), IV.-V. TV s BFT66 (350), IV.-V. TV s BFT66+BFR96 (480), na požiadanie výhybku à 25, BF961 (50), BFR90, 91, 96 (70). I. Ornámik, Odborárska 1443, 020 01 Púchov.
Atari 800XL (7500), 2 ks, nové. M. Krnáč, Fialková 9, 986 01 Fiľakovo.
Světelnou aparaturu 8 ks halogen à 1,5 kW na dvou rampách, 2 ks koncové světelné stupně, rozvaděč 380/ /220 V, vše ve stojanu, ovladač – 4 prog., dálkové ovl. 25 m, obaly, propoj. kabely, kabel 380 V – 40 m. Soudní odhad (56 000). Cena dle dohody – sleva (22 000), výměna možná – mixpult, video. Dále prodám zařízení na výrobu umělého dýmu, špičkové (4000). Vyrobím i jiné svět. efekty – záruka, servis zaručen. R. Kafka, Bachmačská 700, 280 00 Kolín, tel. 0321 233 67.

KOUPĚ

IO TCA730, TCA740, K500TM131 – 4 ks, prodám TV hry s AY-3-8500 (800). J. Bezděk, 679 21 Černá Hora 387.

RŮZNÉ

Kto poskytne, prípadne predá strojový kód a informácie k Sharp PC 1401? Ing. M. Šuster, Gottwaldova 7, 990 01 Veľký Krtíš.

Hľadám krúžok amatérov, ktorý by mi opravil televizor zn. Marina, kde je nová obrazovka, prvý program má pekný obraz, druhý nefunguje, a v celom televízore nejde zvuk. Všetky náklady zaplatím. A. Kosmál, 951 48 Jarok 445, okres Nitra.